

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

ANTONIO MARCOS DELAI

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE DIFERENTES ESTRATÉGIAS DE
MODULAÇÃO *PWM* PARA CONVERSORES DE TRÊS NÍVEIS COM
DIODO DE GRAMPEAMENTO**

VITÓRIA
2016

ANTONIO MARCOS DELAI

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE DIFERENTES ESTRATÉGIAS DE
MODULAÇÃO *PWM* PARA CONVERSORES DE TRÊS NÍVEIS COM
DIODO DE GRAMPEAMENTO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira.

Co-orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio L. Simonetti.

VITÓRIA
2016

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

D334a Delai, Antonio Marcos, 1970-
Análise de desempenho de diferentes estratégias de modulação PWM para conversores de três níveis com diodo de grampeamento / Antonio Marcos Delai. – 2016.
139 f. : il.

Orientador: José Luiz de Freitas Vieira.
Coorientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Modulação de duração do pulso. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Conversores Multiníveis. 4. Conversor NPC de três níveis. I. Vieira, José Luiz de Freitas. II. Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE DIFERENTES ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO *PWM* PARA CONVERSORES DE TRÊS NÍVEIS COM DIODO DE GRAMPEAMENTO

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 01 de dezembro de 2016.

COMISSÃO EXAMINADORA



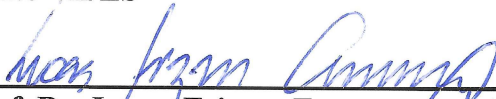
Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira - Orientador
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti - Co-orientador
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Márcio de Almeida Có – Membro Externo ao PPGEE
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Espírito Santo - IFES



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação – Membro Interno ao PPGEE
Universidade Federal do Espírito Santo

*“Mesmo quando tudo parece desabar, cabe a mim decidir entre
rir ou chorar, ir ou ficar, desistir ou lutar; porque descobri, no
caminho incerto da vida, que o mais importante é o decidir”*

(Cora Coralina)

*À minha esposa e minha família,
pela constante presença e
por tudo que representam para mim.
À Deus, acima de tudo.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus e a Santíssima Virgem Maria pela finalização deste trabalho, pela força e coragem durante toda esta longa caminhada.

Aos familiares, especialmente minha esposa Neidy, que sempre esteve presente ajudando nos momentos difíceis, companheira incansável que incentivou a nunca desistir, fundamental durante estes anos.

Ao meu orientador professor Dr. José Luiz de Freitas Vieira, pelos ensinamentos, orientação, oportunidade, paciência e confiança creditada. Pelas sugestões e opiniões que muito contribuíram para realização deste trabalho.

À empresa em que trabalho Arcelor Mittal Tubarão, pelo incentivo e apoio ao meu crescimento profissional, que permitiu a realização do curso de Mestrado.

Aos colegas de trabalho, pelo apoio dado ao longo destes anos de estudo, em especial ao colega de trabalho e estudo Cezar Guedes, que me incentivou na busca de novos conhecimentos ao acessarmos o programa PPGEE/UFES.

RESUMO

Conversores multiníveis estão ganhando maior destaque na indústria e em pesquisas acadêmicas como uma das opções preferidas de conversão de energia para aplicações que necessitam operar em níveis de média tensão, principalmente devido ao elevado valor da potência processada. Diversas pesquisas estão contribuindo para melhorar ainda mais o desempenho dos conversores multiníveis, onde a eficiência energética aliada à boa qualidade da energia processada com perdas reduzidas é desejada. Dessa forma, novas ou aprimoradas técnicas de modulação por largura de pulso (*PWM*) estão contribuindo para melhorar tais requisitos.

Dentre as topologias de conversores multiníveis disponíveis, o conversor com diodos de grampeamento (*NPC – Neutral Point Clamped*) vem se tornando uma opção atrativa no mercado e ampliando sua utilização em diversas aplicações, tanto em sistema de média e alta tensão, quanto no setor industrial e em sistemas de energias renováveis.

Tem sido demonstrada a importância das técnicas de modulação no desempenho dos conversores multiníveis. Em função disso, neste trabalho diversas técnicas de modulação *PWM* baseadas em portadoras e em técnicas *PWM* vetoriais, adequadas para o conversor *NPC*, são descritas, analisadas e avaliadas.

Estudos de simulação detalhados, aplicando tais técnicas de modulação, são realizados na plataforma *PSCAD/EMTDC (Power Systems Computer Aided Design/Electromagnetic Transients including DC)*. Inclusive, foi implementado um algoritmo para a simulação das técnicas: vetorial convencional e vetorial com eliminação de harmônicos pares, desenvolvido para um conversor três níveis *NPC*.

Com os resultados obtidos, realiza-se a análise e comparação de desempenho das técnicas *PWM* vetorial e *PWM* baseadas em portadoras adequadas para um conversor de três níveis *NPC*. A comparação de desempenho é apresentada e avaliada em relação à distorção harmônica total (*THD – Total Harmonic Distortion*), tensão de modo comum e tensão eficaz na saída do conversor.

ABSTRACT

Multilevel converters are finding greater increased attention in industry and academic research as one of the preferred choices of electronic power conversion for high-power applications that need to operate at medium voltage levels, mainly due to high demand of power ratings. Several researches are contributing to further improve the performance of multilevel converters, so that energy efficiency attached to good quality of energy with reduced power losses is desired. Thus, new or improved pulse width modulation (*PWM*) techniques are assisting to improve these requirements.

Among of multilevel converters topologies available, the *NPC* converter (*Neutral Point Clamped*) is becoming an attractive option in the market and expanding its use in several applications, even as in medium and high voltage systems as well as in the industrial sector and renewable energy systems.

The significance of modulation techniques in the performance of multilevel converters has been demonstrated. Due this, several carriers based *PWM* techniques and space vector *PWM* techniques suitable for the *NPC* converter are described, analyzed and evaluated.

Detailed simulation studies, applying such modulation techniques, are performed on the *PSCAD/EMTDC* (*Power Systems Computer Aided Design / Electromagnetic Transients including DC*) platform. In addition, an algorithm was implemented to simulate the techniques: the conventional space vector scheme and space vector scheme without even order harmonics, developed for a three level *NPC* converter.

With results of this research, it performs an analysis and comparison of the performance between space vector PWM and carrier based *PWM* schemes, suitable for a three-level *NPC* converter. The performance comparison is presented and evaluated in relation to the total harmonic distortion (*THD*), common mode voltage and rms voltage in the converter output.

SUMÁRIO

| | |
|--|------|
| SUMÁRIO..... | vi |
| LISTA DE FIGURAS | viii |
| LISTA DE TABELAS | xi |
| NOMENCLATURA..... | xii |
| 1. INTRODUÇÃO..... | 19 |
| 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO | 19 |
| 1.2 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS | 20 |
| 2. CONVERSORES MULTINÍVEIS | 23 |
| 2.1 INTRODUÇÃO..... | 23 |
| 2.1 CONVERSOR COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO..... | 26 |
| 3. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO <i>PWM</i> | 31 |
| 3.1 TÉCNICAS <i>PWM</i> BASEADAS EM PORTADORAS..... | 32 |
| 3.1.1 Propriedades Básicas das Técnicas <i>PWM</i> Baseadas em Portadoras | 33 |
| 3.1.2 Graus de Liberdade das Técnicas <i>PWM</i> Baseadas em Portadoras | 34 |
| 3.1.3 Modulação <i>PWM</i> Senoidal com Portadoras Deslocadas em Nível | 35 |
| 3.1.4 Modulação <i>PWM</i> com Frequência Variável..... | 38 |
| 3.1.5 Modulação <i>PWM</i> com Portadora em Sobreposição | 39 |
| 3.1.6 Frequência de Comutação <i>PWM</i> Ideal | 39 |
| 3.1.7 Modulação <i>PWM</i> de Processamento Rápido..... | 42 |
| 3.2 MODULAÇÃO VETORIAL | 45 |
| 3.2.1 Modulação Vetorial Aplicada ao Inversor de Dois Níveis..... | 47 |
| 3.2.2 Modulação Vetorial Aplicada ao Inversor de Três Níveis | 55 |
| 3.2.3 Modulação Vetorial com Eliminação de Harmônicas Pares | 65 |
| 4. DESENVOLVIMENTO E VALIDAÇÃO DO ALGORÍTMO <i>SVPWM</i> PARA O CONVERSOR <i>3L-NPC</i> | 71 |
| 4.1.1 Determinação do Módulo e Ângulo θ do Vetor Referência | 71 |
| 4.1.2 Localização do Setor e Região | 72 |
| 4.1.3 Tempos de comutação | 74 |
| 4.1.4 Sequência de comutação..... | 74 |
| 4.1.5 Simulação do Algoritmo <i>SVPWM</i> | 76 |
| 4.2 VALIDAÇÃO DOS ALGORÍTMOS | 79 |
| 4.2.1 Comparação com os Resultados da Estratégia <i>SVPWM</i> Convencional | 80 |

| | |
|---|-----|
| 4.2.2 Comparação com os Resultados da Estratégia <i>EHP-SVPWM</i> | 84 |
| 5. AVALIAÇÃO DAS DIFERENTES TÉCNICAS <i>PWM</i> IMPLEMENTADAS | 89 |
| 6. CONCLUSÃO..... | 107 |
| REFERÊNCIAS | 109 |
| APÊNDICE A: Algoritmo <i>SVPWM</i> Convencional | 114 |
| APÊNDICE B: Algoritmo <i>EHP-SVPWM</i> com eliminação de harmônicos pares | 127 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 - Braço de um inversor com (a) dois níveis, (b) três níveis, e (c) m-níveis | 24 |
| Figura 2 - Visão geral de aplicações utilizando conversores multiníveis..... | 25 |
| Figura 3 - Conversor <i>3L-NPC</i> | 26 |
| Figura 4 - Geração de níveis de: (a) +E; (b) 0; e (c) -E..... | 28 |
| Figura 5 – Classificação das modulações para inversores Multiníveis | 32 |
| Figura 6 - Disposição das portadoras <i>PDPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$ e $mf = 21$ | 36 |
| Figura 7 - Disposição das portadoras <i>PODPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$ e $mf = 21$ | 37 |
| Figura 8 - Disposição das portadoras <i>APODPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$ e $mf = 21$ | 37 |
| Figura 9 - Disposição das portadoras <i>VFPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$, $m1e4 = 21$ e $m2e3 = 42$ | 38 |
| Figura 10 - Disposição das portadoras <i>COPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$ e $mf = 21$ | 39 |
| Figura 11 - Circuito analógico para adição de sequência zero na <i>SFOPWM</i> | 40 |
| Figura 12 - Forma de onda modulante VmA com injeção de terceiro harmônico..... | 41 |
| Figura 13 - Disposição das portadoras <i>SFO-PDPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$ e $mf = 21$.. | 41 |
| Figura 14 - Disposição das portadoras <i>SFO-PODPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$ e $mf = 21$ | 42 |
| Figura 15 - Disposição das portadoras <i>SFO-COPWM</i> para $m = 5$, $ma = 0,8$ e $mf = 21$.. | 42 |
| Figura 16 - Exemplo dos sinais de modulação <i>DSPWM</i> : (a) sinais de origem e (b) sinais modificados para fase “a” | 44 |
| Figura 17 - Sinal de modulação <i>DSPWM</i> modificado..... | 45 |
| Figura 18 - Inversor de dois níveis | 47 |
| Figura 19 - Estados de funcionamento e estados de comutação do inversor de dois níveis | 48 |
| Figura 20 - Diagrama de vetores no espaço para inversor de dois níveis | 50 |
| Figura 21 - Vetor de referência nos planos abc e $\alpha - \beta$ | 52 |
| Figura 22 - Comparação do modo de operação linear da tensão máxima permitida para as técnicas <i>SPWM</i> e <i>SVPWM</i> | 53 |
| Figura 23 - Vetores de tensão e tempo de comutação no setor I para o inversor de dois níveis | 54 |
| Figura 24 - Sequência de comutação de sete segmentos para $Vref$ no Setor I..... | 55 |
| Figura 25 - Diagrama de vetores no espaço para o inversor de três níveis | 56 |
| Figura 26 - Vetores de tensão e tempo de comutação no Setor I para o inversor de três níveis | 59 |
| Figura 27 - Efeito dos estados de comutação no desvio da tensão no ponto neutro: (a) vetores nulos; (b) vetores pequenos Tipo-P; (c) vetores pequenos Tipo-N; (d) vetores médios; (e) vetores grandes | 61 |
| Figura 28 - Sequência de comutação de sete segmentos para $Vref$ no Setor I e Região 4 | 63 |

| | |
|--|----|
| Figura 29 - Divisão das seis regiões do Setor I para minimizar o desvio de tensão no ponto neutro | 64 |
| Figura 30 - Representação gráfica de comutações adicional quando V_{ref} move-se da região “a” para “b” | 65 |
| Figura 31 - Sequências de comutação Tipo-A e Tipo-B | 66 |
| Figura 32 - Sentido de rotação para sequência de comutação: (a) Sequência I; (b) Sequência II | 66 |
| Figura 33 - Sentido de rotação da sequência de comutação para a estratégia <i>SVPWM</i> convencional | 67 |
| Figura 34 - V_{ref} no setor I/região 1b e setor IV/região 1b..... | 68 |
| Figura 35 - Sequência de comutação e tensão de linha V_{AB} para V_{ref} no setor I/ região 1b e setor IV/ região 1b | 69 |
| Figura 36 - Sentido de rotação da sequência de comutação para o método <i>EHP-SVPWM</i> | 69 |
| Figura 37 - Bloco <i>PLL</i> no <i>PSCAD/EMTDC</i> | 72 |
| Figura 38 - Diagrama de vetor no espaço para V_{ref} no setor I: (a) representação de V_{ref} no Setor I; (b) representação do vetor mn em função de m_1 e m_2 | 73 |
| Figura 39 - Conversor 3L-NPC implementado no <i>PSCAD/EMTDC</i> | 77 |
| Figura 40 - Bloco <i>SVM</i> implementado no <i>PSCAD/EMTDC</i> | 77 |
| Figura 41 - Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor 3L-NPC (<i>PSCAD/EMTDC</i>), para estratégia convencional com $ma = 0,8$: (a) tensão de linha V_{AB} em (kV); (b) corrente de carga I_a na fase “A” em (kA) | 78 |
| Figura 42 - Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor 3L-NPC (<i>PSCAD/EMTDC</i>), para estratégia <i>EHP-SVPWM</i> com $ma = 0,8$: (a) tensão de linha V_{AB} em (kV) e (b) corrente de carga I_a na fase “A” em (kA)..... | 79 |
| Figura 43 - Conteúdo harmônico e formas de onda de tensão do conversor 3L-NPC obtidas por simulação (WU, 2006) para a estratégia <i>SVPWM</i> convencional | 80 |
| Figura 44 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor 3L-NPC (<i>PSCAD/EMTDC</i>), para estratégia <i>SVPWM</i> convencional com $ma = 0,8$: (a) forma de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB} | 81 |
| Figura 45 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor 3L-NPC obtidos experimentalmente em (WU, 2006) para a estratégia <i>SVPWM</i> convencional para: (a) $ma = 0,8$ e (b) $ma = 0,9$ | 82 |
| Figura 46 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor 3L-NPC (<i>PSCAD/EMTDC</i>), para estratégia <i>SVPWM</i> convencional com $ma = 0,9$: (a) forma de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB} | 83 |
| Figura 47 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor 3L-NPC obtidos experimentalmente em (WU, 2006) para a estratégia <i>EHP-SVPWM</i> para: (a) $ma = 0,8$ e (b) $ma = 0,9$ | 84 |
| Figura 48 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor 3L-NPC (<i>PSCAD/ EMTDC</i>), para estratégia <i>EHP-SVPWM</i> com $ma = 0,8$: (a) forma de onda da | |

| | |
|---|-----|
| tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB} | 85 |
| Figura 49 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor $3L-NPC$ (PSCAD/EMTDC), para estratégia $EHP-SVPWM$ com $ma = 0,9$: (a) forma de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB} | 86 |
| Figura 50 - THD da tensão V_{AB} para estratégia $SVPWM$ convencional e para a estratégia $EHP-SVPWM$ em simulação computacional (FENG, et al., 2005) | 88 |
| Figura 51 - THD da tensão V_{AB} para estratégia $SVPWM$ convencional e para a estratégia $EHP-SVPWM$ obtidos por simulação no PSCAD/EMTDC | 88 |
| Figura 52 - Modulação $SVPWM$ com $f_s = 1080\text{Hz}$ | 90 |
| Figura 53 - Modulação $SVPWM$ com $f_s = 1260\text{Hz}$ | 91 |
| Figura 54 - Disposição das portadoras: (a) $PDPWM$; (b) $PODPWM$; (c) $COPWM$; (d) $SFO-PDPWM$; (e) $SFO-PODPWM$; (f) $SFO-COPWM$; (g) $DSPWM$ | 92 |
| Figura 55 - Formas de onda da tensão V_{AB} para $ma = 0,8$: (a) $PDPWM$; (b) $PODPWM$; (c) $COPWM$; (d) $SFO-PDPWM$; (e) $SFO-PODPWM$; (f) $SFO-COPWM$; (g) $DSPWM$; (h) $SVPWM$; (i) $EHP-SVPWM$ | 94 |
| Figura 56 - Formas de onda da tensão de modo comum V_{ZO} para $ma = 0,8$: (a) $PDPWM$; (b) $PODPWM$; (c) $COPWM$; (d) $SFO-PDPWM$; (e) $SFO-PODPWM$; (f) $SFO-COPWM$; (g) $DSPWM$; (h) $SVPWM$; (i) $EHP-SVPWM$ | 97 |
| Figura 57 - THD da tensão de saída do conversor $3L-NPC$ em função do índice de modulação | 102 |
| Figura 58 - THD corrente de carga do conversor $3L-NPC$ em função do índice de modulação | 102 |
| Figura 59 - Tensão eficaz de modo comum em função do índice de modulação para diferentes estratégias PWM | 104 |
| Figura 60 - Tensão eficaz de saída entre fases em função do índice de modulação para diferentes estratégias PWM | 105 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 1 - Combinação do comando dos interruptores do conversor <i>3L-NPC</i> | 27 |
| Tabela 2 - Definição do estado dos interruptores | 47 |
| Tabela 3 – Estados dos interruptores e valores associados a <i>sx</i> | 56 |
| Tabela 4 - Vetores de tensão e estados de comutação | 58 |
| Tabela 5 - Cálculo dos tempos de comutação | 60 |
| Tabela 6 - Sequência de comutação de sete segmentos para <i>Vref</i> no setor I e região 2a | 64 |
| Tabela 7 - Sequências de comutação Tipo-A e Tipo-B para setor I e região 1a | 67 |
| Tabela 8- Sequência de comutação para a estratégia <i>SVPWM</i> convencional para os setores I e II..... | 75 |
| Tabela 9 - Sequência de comutação para a estratégia <i>EHP-SVPWM</i> para os setores I e II | 76 |
| Tabela 10 – Comparativo do espectro harmônico para estratégia <i>SVPWM</i> convencional..... | 84 |
| Tabela 11 - Comparativo do espectro harmônico para estratégia <i>EHP-SVPWM</i> | 87 |
| Tabela 12 – <i>THD</i> (%) da tensão de linha de saída do conversor <i>3L-NPC</i> | 101 |
| Tabela 13 - <i>THD</i> (%) da corrente de carga do conversor <i>3L-NPC</i> | 101 |
| Tabela 14– Comparação da <i>THD</i> para diferentes estratégias <i>PWM</i> | 106 |
| Tabela 15 - Comparação da tensão eficaz de saída, tensão eficaz de modo comum e da complexidade computacional dos algoritmos implementado no <i>PSCAD/EMTDC</i> | 106 |

NOMENCLATURA

Símbolos métricos

| Símbolo | Descrição | Unidade do SI |
|----------|---------------------|---------------|
| f | Frequência | Hz |
| i | Corrente elétrica | A |
| v | Tensão elétrica | V |
| ω | Velocidade angular | Rad/s |
| θ | Defasamento angular | Rad |
| T | Período | s |

Outras Unidades

| Unidade | Descrição | Nome |
|------------|-------------------------------|---------|
| $^{\circ}$ | Posição angular | Graus |
| \cos | Cosseno de determinado índice | Cosseno |
| \sin | Seno de determinado índice | Seno |

Letras Gregas

| Símbolo | Descrição | Unidade |
|--------------------|--|------------|
| θ | Ângulo de deslocamento | $^{\circ}$ |
| α - β | Método de transformação de coordenadas | - |
| π | Número “pi” no valor de 3,14159... | - |

Outros símbolos

| Símbolo | Descrição |
|--------------|----------------------------------|
| a, b, c, n | Fases a, b, c e neutro |
| A_m | Amplitude da onda moduladora |
| A_c | Amplitude da onda portadora |
| D | Diodo |
| $f()$ | Função algébrica |
| m_a | Índice de modulação de amplitude |
| m_f | Taxa de frequência |
| m | Número de níveis de tensão |
| Off | Desligado |

Outros símbolos (Continuação)

| Símbolo | Descrição |
|----------------------|-------------------------|
| <i>On</i> | Ligado |
| <i>S</i> | Chave semicondutora |
| <i>V_d</i> | Tensão do barramento CC |

Siglas

| Símbolo | Descrição |
|--------------------|---|
| <i>3L-NPC</i> | <i>Three Level - Neutral Point Clamped</i> |
| <i>APOD</i> | <i>Alternate Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation</i> |
| <i>CBPWM</i> | <i>Carrier Based Pulse Width Modulation</i> |
| <i>CC</i> | <i>Corrente Contínua</i> |
| <i>CHB</i> | <i>Cascaded H-Bridge</i> |
| <i>COPWM</i> | <i>Carrier Overlapping Pulse Width Modulation</i> |
| <i>DSPWM</i> | <i>Double-Signal Pulse Width Modulation</i> |
| <i>EHP-SVPWM</i> | <i>Eliminação Harmônicos Pares- Space Vector Pulse Width Modulation</i> |
| <i>EMC</i> | <i>Electromagnetic Compatibility</i> |
| <i>EMI</i> | <i>Electromagnetic Interference</i> |
| <i>FC</i> | <i>Flying Capacitor</i> |
| <i>FORTRAN</i> | <i>IBM Mathematical FORMula TRANslation System</i> |
| <i>GCT</i> | <i>Gate-Commutated Thyristor</i> |
| <i>HVDC</i> | <i>High-Voltage Direct Current</i> |
| <i>IGBT</i> | <i>Insulated-gate bipolar transistor</i> |
| <i>LSPWM</i> | <i>Level Shifted Pulse Width Modulation</i> |
| <i>MMC</i> | <i>Modular Multilevel Converter</i> |
| <i>NPC</i> | <i>Neutral Point Clamped</i> |
| <i>PDPWM</i> | <i>Phase Disposition Pulse Width Modulation</i> |
| <i>PLL</i> | <i>Phase-locked Loop</i> |
| <i>PODPWM</i> | <i>Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation</i> |
| <i>PSCAD/EMTDC</i> | <i>Power Systems Computer Aided Design/Electromagnetic Transients including DC)</i> |
| <i>PSPWM</i> | <i>Phase Shifted Pulse Width Modulation</i> |
| <i>PWM</i> | <i>Pulse Width Modulation</i> |

Siglas (continuação)

| Símbolo | Descrição |
|----------------|--|
| <i>SFOPWM</i> | <i>Switching Frequency Optimal Pulse Width Modulation</i> |
| <i>SHEM</i> | <i>Selective Elimination Modulation</i> |
| <i>SHEPWM</i> | <i>Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation</i> |
| <i>SH-PWM</i> | <i>Sub-harmonic Pulse Width Modulation</i> |
| <i>SPWM</i> | <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> |
| <i>SVM</i> | <i>Space Vector Modulation</i> |
| <i>SVPWM</i> | <i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> |
| <i>THD</i> | <i>Total harmonic distortion</i> |
| <i>VFPWM</i> | <i>Variable Frequency Pulse Width Modulation</i> |

1. INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A crescente demanda por energia elétrica vem criando novos desafios, na medida em que se torna imprescindível o desenvolvimento de estruturas capazes de lidar com aplicações de média e alta potência com máxima eficiência, aliado a boa qualidade da energia processada. Observa-se também, uma demanda por conversores estáticos com potência cada vez maiores, atingindo atualmente níveis de megawatts, além da expansão da aplicação desses conversores em sistemas de energias renováveis.

Esta crescente demanda por energia implicou no surgimento de novas topologias de conversores de potência, bem como em novas tecnologias de semicondutores capazes de processar toda potência requerida (FRANQUELO et al., 2008). Assim, Nabae, Takahshi e Akagi (1981) propuseram o conversor multinível *NPC* (*Neutral Point Clamped*), com topologia de díodos ligados ao ponto neutro ou díodos de grampeamento, também chamado em inglês pelo termo *Diode Clamped Converter*. A topologia se baseia em uma modificação da estrutura clássica de dois níveis, acrescentada de dois novos semicondutores em cada braço da fase.

Numerosas aplicações industriais requerem equipamentos de alta potência, e algumas dessas aplicações, necessitam operar em níveis de média tensão devido ao elevado valor da potência processada. Atualmente, ainda é difícil conseguir conectar um conversor com uma única chave semicondutora de potência diretamente à rede de média tensão. Como solução, estruturas de conversores de potência multiníveis foram introduzidas como alternativa às topologias convencionais, para se operar em média tensão com altas potências (ANAND; SENTHILKUMAR, 2015; KHOMFOI; TOLBERT, 2011; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

Há várias décadas, fontes de energia renováveis têm sido o foco para os pesquisadores, e atualmente, diferentes famílias de conversores de potência têm sido projetadas para fazer a integração desse tipo de sistema à rede de distribuição. Dessa forma, os conversores multiníveis aparecem na linha da frente para conectarem energias renováveis tais como: energia solar, fotovoltaica, energia eólica e células combustíveis, à rede elétrica. Além disso, em linhas de transmissão, são necessários sistemas eletrônicos de alta potência para garantir a distribuição e a qualidade da energia entregues à rede elétrica, principalmente em aplicações de filtros ativos e compensadores de potência reativa. Isso requer que seja dada uma maior importância para os conversores multiníveis (KOURO et al., 2010; FRANQUELO et al., 2008).

Outro ramo consolidado dos conversores multiníveis na indústria é no acionamento de motores elétricos aplicados em bombas, ventiladores, compressores, laminadores, dentre outros (KOURO et al., 2010; FRANQUELO et al., 2008; RODRIGUEZ et al., 2007).

É que os conversores multiníveis tipo fonte de tensão têm se tornado bastante populares, principalmente devido à sua capacidade de aumentar a amplitude da tensão de saída e de reduzir o conteúdo harmônico da tensão e da corrente de saída. Existem diversas estratégias de modulação por largura de pulso *PWM* (*Pulse Width Modulation*). Normalmente, o modulador é escolhido para satisfazer a topologia de *hardware*. No entanto, esta escolha nem sempre corresponde a estratégia *PWM* que gera o menor conteúdo harmônico (VEENSTRA; RUFER, 2000).

Recentemente, várias técnicas de modulação *PWM* para o controle de inversores multiníveis têm sido estudadas, e diversos resultados foram publicados, tais como: modulação Baseada em Portadora *CBPWM* (*Carrier Based Pulse Width Modulation*), modulação por Eliminação Seletiva de Harmônicos *SHEM* (*Selective Elimination Modulation*), modulação vetorial *SVM* (*Space Vector Modulation*) e algumas combinações *PWM* (YAO; HU; LU, 2008).

Novas técnicas de modulação foram desenvolvidas para atender o crescente número de topologias de inversores multiníveis. Essas técnicas são destinadas a gerar uma forma de onda comutada, a qual se aproxima de um sinal de referência arbitrário de amplitude e frequência ajustável, com uma componente fundamental de fase, que normalmente é uma forma de onda senoidal em regime estacionário. De acordo com (KOURO et al., 2010), desde que a estratégia de modulação se destina a ser utilizada em conversores de alta potência, as principais figuras do mérito são: alta qualidade de energia e frequência mínima de comutação. Estes dois requisitos competem um com o outro e, portanto, considera-se um dos principais desafios para a tecnologia dos conversores multiníveis.

Neste contexto, onde se busca a qualidade de energia, esta dissertação irá avaliar o desempenho de diferentes técnicas de modulação em relação ao conteúdo harmônico gerado. As técnicas serão discutidas em detalhes nas seções subsequentes.

1.2 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

A teoria de modulação tem sido uma importante área de pesquisa na eletrônica de potência por mais de três décadas e continua a atrair considerável atenção e interesse. Isto não é surpresa, uma vez que a modulação é que define a como será a operação de quase todos os

modernos conversores eletrônicos de potência. Diversas pesquisas apresentaram novas ou melhoradas técnicas de modulação *PWM*, as quais podem ser apenas variações simples de uma abordagem anterior. No entanto, pode às vezes não ser muito evidente verificar como elas estão relacionadas (HOLMES; LIPO, 2003).

Conversores multiníveis estão ganhando maior destaque na indústria e no meio acadêmico como uma das opções preferidas de conversão de energia para aplicações de alta potência. Embora sejam considerados como uma tecnologia estabelecida e comprovada dentro da indústria, conversores multiníveis apresentam uma enorme variedade de desafios. No entanto, eles oferecem uma ampla gama de possibilidades, de modo que sua pesquisa e desenvolvimento continua crescente. Diversos pesquisadores vêm contribuindo para melhorar ainda mais a eficiência energética, confiabilidade, densidade de potência, simplicidade e custo dos conversores multiníveis, de forma a aumentar a sua aplicação à medida que se tornam mais atraentes e competitivos que as topologias clássicas (KOURO et al., 2010).

Segundo Leon (2010) é necessário um projeto adequado da estratégia de modulação dos conversores de potência para a obtenção de formas de onda de saída com alta qualidade. Deve-se levar em consideração os requisitos desejáveis de qualidade e eficiência para os sistemas de alta potência, tais como: a baixa frequência de comutação (devido às limitações da velocidade de comutação) e a baixa distorção harmônica total *THD* (*Total harmonic distortion*). Ao aplicar estratégias de modulação adequadas, esses dois requisitos podem ser alcançados simultaneamente. Portanto, os desafios das técnicas de modulação desempenham um papel muito importante nos circuitos dos conversores multiníveis (SIRISUKPRASERT; LAI; LIU, 2002).

Várias estratégias de modulação, diferindo em conceito e desempenho, têm sido desenvolvidas a fim de alcançar uma variedade de objetivos, incluindo: extensa faixa de modulação linear, menor perda de chaveamento, menor *THD* no espectro da forma de onda comutada, fácil implementação e menor tempo computacional (SOURKOUNIS; AL-DIAB, 2008).

Uma variedade de pesquisas comparando e correlacionando as técnicas de modulação têm sido relatadas e aplicadas em diversos conversores multiníveis (BHUVANESWARI et al., 2014; VENKATARAMANAN; RAMYASHREE, 2013; SHANTHI; NATARAJAN, 2013; HASSANPOOR et al., 2012; SARIBULUT et al., 2012; URMILA; SANTOS; ANTUNES, 2011; SUBBARAYUDU, 2010; KONSTANTINOU; AGELIDIS, 2009; FAR, Z.; RADAN; FAR, M., 2007; RADAN; SHAHIRINIA; FALAHI, 2007). Dentre elas destaca-se

comparativos entre técnicas de modulação vetoriais e *PWM* baseada em portadoras (CHOUDHURY; PILLAY; WILLIAMSON, 2014; SOURKOUNIS; AL-DIAB, 2008; PEREIRA; MARTINS, 2009; YAO; HU; LU, 2008). Tendo como referência esses autores, busca-se melhorar requisitos como: qualidade da energia e eficiência de sistemas de alta potência aplicados aos conversores multiníveis. Assim, ao se aplicar técnicas de modulação adequadas pode-se atingir simultaneamente esses requisitos.

Neste contexto, onde a qualidade de energia é desejada este trabalho tem como objetivo avaliar o desempenho de diferentes técnicas de modulação *PWM* aplicadas a um conversor multinível. Dentre as topologias de conversor multiníveis conhecidas, observou-se poucas pesquisas direcionadas à topologia três níveis *NPC*, a qual se tornou uma das topologias mais comuns entre os conversores multiníveis (MAKLAKOV; RADIONOV, 2015). O estudo em questão, tem como foco apresentar uma análise de comparação do desempenho de técnicas *PWM* adequadas ao conversor três níveis *3L-NPC* (*Three Level - Neutral Point Clamped*).

Grande parte dos trabalhos técnicos sobre conversores multiníveis emprega a *THD* como índice para comparações. Assim sendo, diante desta constatação, e para alcançar o objetivo deste estudo pretende-se analisar e avaliar o desempenho das técnicas *PWM* vetorial e *PWM* baseadas em portadoras, adequadas para o conversor *3L-NPC*, em relação à *THD*. Adicionalmente, o valor eficaz da tensão de linha na saída do conversor e a tensão eficaz de modo comum no ponto neutro também serão analisados e avaliados.

Para a análise e a comparação das técnicas de modulação *PWM* vetorial e *PWM* baseadas em portadoras foi utilizado o *software* de simulação *PSCAD/EMTDC* (*Power Systems Computer Aided Design/Electromagnetic Transients including DC*).

2. CONVERSORES MULTINÍVEIS

2.1 INTRODUÇÃO

A tecnologia dos conversores multiníveis teve início, no final da década de 1960, com a introdução do conceito de uma forma de onda com múltiplos níveis em degraus utilizando-se uma Ponte-H conectada em série, a qual também é conhecida como conversor com Ponte-H em cascata. No mesmo ano, foi desenvolvido a topologia *FC* (*Flying Capacitor*) de baixa potência. Depois disso, no final da década de 1970, foi introduzido pela primeira vez, o conversor com diodos de grampeamento. O conceito de tal conversor evoluiu para o de três níveis *NPC* proposto por Nabae, Takahashi e Akagi (1981) e pôde ser considerado como o primeiro conversor multinível de potência para aplicações em média tensão. Mais tarde, no final da década de 1980, a tecnologia *CHB* (*Cascaded H-Bridge*) seria reintroduzida, embora alcançaria relevância industrial em meados da década de 1990. Da mesma forma, o conceito inicial do conversor *FC*, introduzido para baixa potência na década de 1960, tornou-se uma topologia de conversor multinível de média tensão conhecida no início da década de 1990 (KOURO et al., 2010).

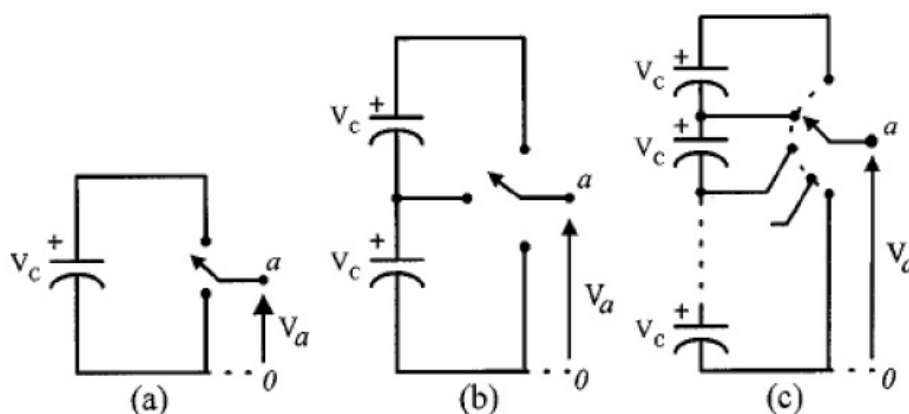
Desde então, diversas topologias de conversores multiníveis, baseadas nas três estruturas básicas de conversores multiníveis, foram propostas e amplamente estudadas: conversores com Diodos de Grampeamento ou Díodos Conectados ao Ponto Neutro *NPC*, conversores com Capacitores Flutuantes ou Capacitores de Grampeamento *FC* e os conversores com Ponte-H em Cascata *CHB*. Com isso, dezenas de variantes e novas topologias de conversores multiníveis foram propostos na literatura. A maioria deles são variações para as três topologias multiníveis clássicas ou híbridos entre eles. Dentre elas pode-se destacar a topologia *MMC* (*Modular Multilevel Converter*), especificamente para sistemas *HVDC* (*High-Voltage Direct Current*) (KOURO et al., 2010).

A estrutura dos conversores multiníveis os permite atingir tensões elevadas com baixo conteúdo harmônico sem o uso de transformadores. Os conversores multiníveis utilizam semicondutores de potência em série com várias fontes de tensão contínua, de baixa magnitude, para realizar a conversão de energia, sintetizando uma forma de onda de tensão em forma de escada. No entanto, a tensão nominal dos semicondutores de potência depende apenas dos níveis das fontes de tensão contínua aos quais eles estão conectados. À medida que o número de níveis aumenta, a tensão que pode ser gerada pela conexão de dispositivos semicondutores em série também aumenta. A forma de onda da tensão de saída sintetizada apresenta um maior

número de níveis, produzindo uma forma de onda em escada, a qual se aproxima da forma de onda desejada ou moduladora. Além disso, quanto mais níveis são adicionados à forma de onda, a distorção harmônica da forma de onda de saída diminui (REDDY; BABU; SURESH, 2011).

A Figura 1 mostra um diagrama esquemático generalizado com braços de uma fase de conversores com diferentes números de níveis, no qual a ação dos semicondutores de potência é representada por um interruptor ideal com várias posições. Um conversor de dois níveis gera uma tensão de saída com dois valores (níveis) com relação ao terminal negativo do capacitor (Figura 1(a)), enquanto o conversor de três níveis gera três tensões (Figura 1(b)), e assim por diante para um conversor de m -níveis (Figura 1 (c)).

Figura 1 - Braço de um inversor com (a) dois níveis, (b) três níveis, e (c) m -níveis



Fonte: Rodriguez, Lai e Peng (2002).

Um conversor multinível tem várias vantagens em relação a um conversor convencional de dois níveis que utiliza comutação em alta frequência de modulação. As características atrativas de um conversor multinível descritas por (FAR, Z.; RADAN; FAR, M., 2007; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002) podem ser brevemente resumidas como se segue:

1. qualidade da forma de onda: conversores multiníveis não só podem gerar as tensões de saída com distorção harmônica muito baixa, como também pode reduzir o estresse d_v/d_t . Desta forma, os problemas de compatibilidade eletromagnéticas *EMC* (*Electromagnetic Compatibility*) podem ser reduzidos;
2. tensão de modo comum: conversores multiníveis produzem menor tensão de modo comum, por conseguinte, a tensão nos rolamentos de um motor conectado a um conversor de vários níveis pode ser reduzida. Além disso, a tensão de modo comum pode ser eliminada por meio de estratégias de modulação avançadas;
3. corrente de entrada: conversores multiníveis podem apresentar correntes de entrada com baixa distorção;

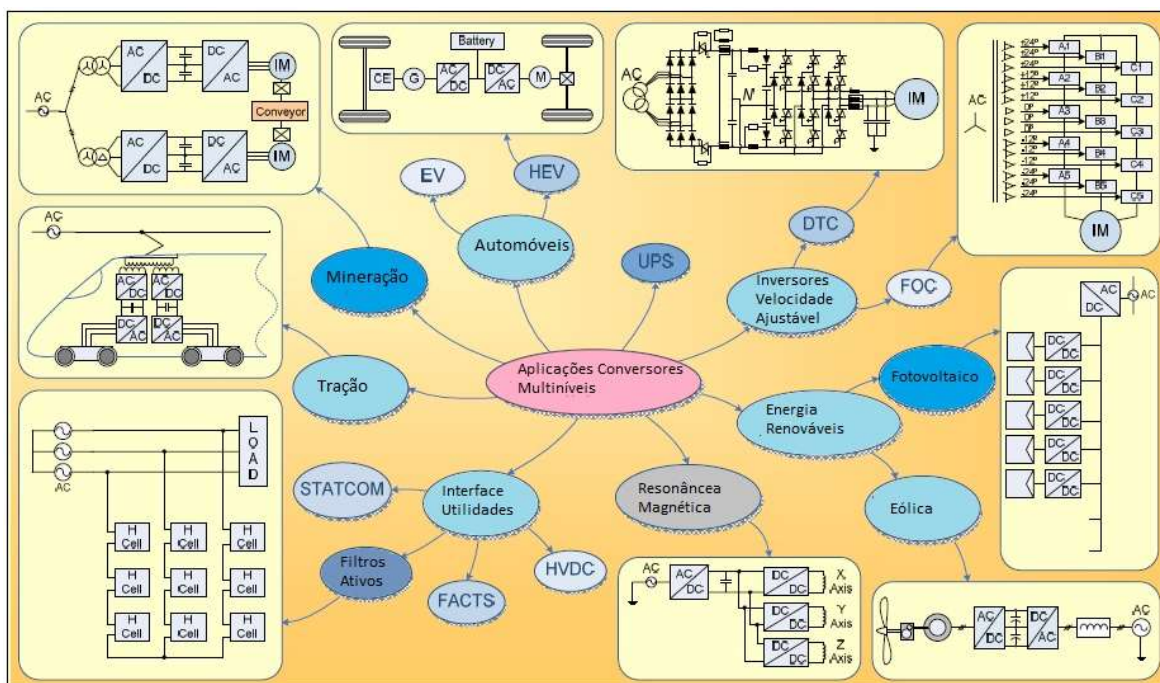
4. frequência de comutação: conversores multiníveis podem operar com frequências de comutação *PWM* desde a fundamental até em altas frequências. Deve-se notar que frequência de comutação mais baixa geralmente significa menor perda de comutação e uma maior eficiência.

Por isso, tais conversores foram ganhando importância em aplicações de média e alta tensão, principalmente em sistemas como: fontes de energia renováveis, máquinas elétricas e sistemas de distribuição de energia (DEBNATH et al., 2015; RODRIGUEZ et al., 2009; FRANQUELO et al., 2008; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

Por outro lado, os conversores multiníveis *apresentam* algumas desvantagens. Uma em particular, é o maior número de semicondutores de potência necessários. Embora semicondutores com menor nível de tensão possam ser utilizados nos conversores multiníveis, cada semicondutor requer um circuito de comando a ele relacionado. Isso pode fazer com que o sistema no geral apresente maior custo e seja mais complexo.

Um resumo das aplicações de acionamentos por conversor multiníveis é ilustrado na Figura 2.

Figura 2 - Visão geral de aplicações utilizando conversores multiníveis



Fonte: Franquelo e outros (2008).

Outras características importantes que conversores multiníveis apresentam em comparação com conversores de dois níveis são: maior número de níveis de tensão, vetores nulos de tensão de modo comum, estado de comutação ou redundância de nível de tensão, e

redundância de vetores no espaço, os quais nem sempre são totalmente explorados pelas estratégias *PWM* baseadas em portadoras. Este último fato, juntamente com a aparecimento de novas topologias de conversores multiníveis, são os principais catalisadores para o desenvolvimento de novas estratégias de modulação (KOURO et al., 2010).

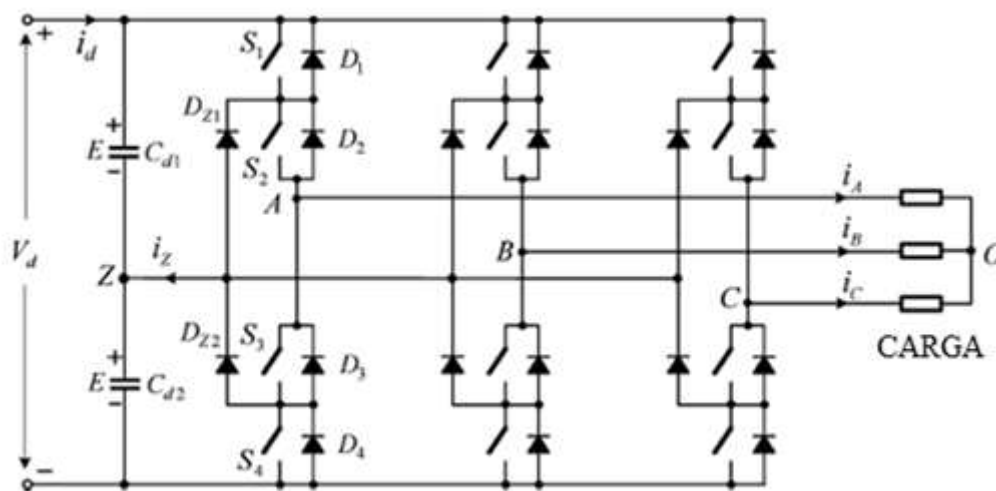
A topologia com diodos de grampeamento *NPC* é apresentada na próxima seção ressaltando o seu princípio básico de funcionamento, suas vantagens e desvantagens.

2.1 CONVERSOR COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO

Como já mencionado, o conversor três níveis *NPC* foi a primeira topologia de conversores multiníveis largamente empregada. Esforços significativos em pesquisas foram empregados no desenvolvimento desta família de conversores. Tal fato, resultou que esta topologia provavelmente represente a tecnologia de conversor multinível que seja a mais consolidada (MAKLAKOV; RADIONOV, 2015; SEBAALY; KANAAN; MOUBAYED, 2014; SOMMER et al., 1999).

A Figura 3 mostra o diagrama de circuito simplificado de um conversor *NPC* de três níveis ou *3L-NPC*. O braço “A” do conversor é composto por quatro interruptores S_1 a S_4 com quatro diodos antiparalelos D_1 a D_4 . Como dispositivos interruptores, podem ser utilizados semicondutores de potência tais como: *IGBTs* (*Insulated-gate bipolar transistor*) ou *GCTs* (*Gate-Commutated Thyristor*).

Figura 3 - Conversor *3L-NPC*



Fonte: Wu (2006).

Do lado do barramento de tensão contínua (CC) do conversor, os capacitores do barramento CC são divididos em dois, proporcionando um ponto neutro “Z”. Os componentes que distinguem este circuito de um inversor convencional a dois níveis são os diodos conectados ao ponto neutro, D_{Z1} e D_{Z2} , chamados de diodos de grampeamento. Quando os interruptores S_2 e S_3 são ligados, o terminal de saída do inversor “A” é conectado ao ponto neutro por meio de um dos diodos de grampeamento.

O estado de funcionamento dos interruptores do conversor *NPC* representado pela combinação dos interruptores é mostrado na Tabela 1. O estado de comutação [P] denota que dois interruptores superiores em um braço estão ligados e a tensão V_{AZ} no terminal do inversor, que é a tensão no terminal “A” em relação ao ponto neutro “Z”, é +E, enquanto que [N] indica que os dois interruptores inferiores estão ligados, levando $V_{AZ} = -E$. O estado de comutação [0] significa que os dois interruptores internos S_2 e S_3 estão ligados e V_{AZ} é grampeado a zero através dos diodos de grampeamento. Em geral, a condição de estado [1] significa que o interruptor está ligado, e [0] significa que o interruptor está desligado. Também pode ser observado, que há dois conjuntos de chaves complementares que nunca são acionadas simultaneamente, ou seja, quando uma está fechada a outra está obrigatoriamente aberta. Para este conversor os pares complementares são (S_1 e S_3) e (S_2 e S_4) (WU, 2006; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). A combinação S_1 e S_4 na condição de estado [1] seria uma possibilidade, mas não é utilizada, já que não resulta em uma condição operacional para o conversor NPC.

Tabela 1 - Combinação do comando dos interruptores do conversor *3L-NPC*

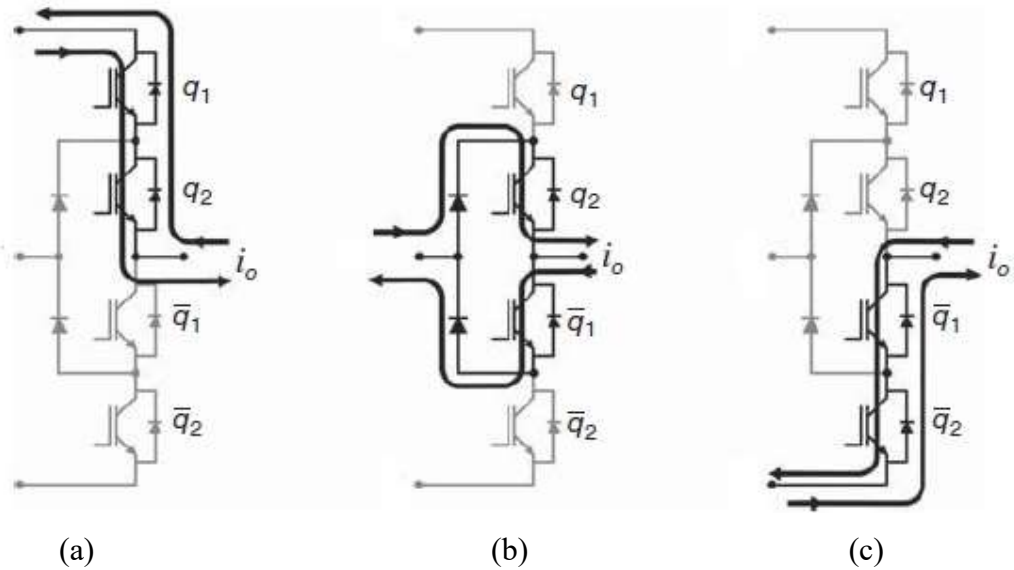
| Estado do interruptor | Combinação dos Interruptores | | | | Nível de Tensão de Saída V_{AZ} |
|-----------------------|------------------------------|-------|-------|-------|-----------------------------------|
| | S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | |
| P | 1 | 1 | 0 | 0 | +E |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| N | 0 | 0 | 1 | 1 | -E |

Fonte: Wu (2006).

A topologia *NPC* é capaz de gerar uma tensão de saída desejada, tanto com correntes positivas como com correntes negativas, o que significa que cada valor de tensão, E, 0, -E pode ser obtido pelo conversor do lado da saída independente das correntes. Em outras palavras, qualquer tensão de saída desejada é obtida em ambos os casos, com $i_0 > 0$ e $i_0 < 0$, como observado na Figura 4 (SANTOS; SILVA, 2014).

No caso geral de uma topologia de m -níveis, cada braço que constitui uma fase consiste em $2(m - 1)$ interruptores, $(m - 1)(m - 2)$ díodos de grampeamento e $(m - 1)$ capacitores no barramento CC, onde “ m ” representa o número de níveis de tensão. A tensão total do barramento CC, V_d , é distribuída em todos os capacitores $C_1, C_2 \dots C_{(m-1)}$. Assim, é possível encontrar uma tensão de $\pm V_{dc}/(m - 1)$ na saída (REDDY; BABU; SURESH, 2011).

Figura 4 - Geração de níveis de: (a) +E; (b) 0; e (c) -E



Fonte: Santos e Silva (2014).

As principais vantagens e desvantagens dos conversores *NPC* são:

Vantagens:

- todas as fases compartilham um barramento CC comum, o que minimiza os requisitos de capacitância do conversor. Por esta razão, uma topologia *back-to-back* não é apenas possível, mas também é prática para usos tais como: interligação *back-to-back* em alta tensão ou em acionamentos com velocidade ajustável (NAMBALLA; KIRAN, 2012; KHOMFOI; TOLBERT, 2011);
- os capacitores podem ser pré-carregados como um grupo (NAMBALLA; KIRAN, 2012; KHOMFOI; TOLBERT, 2011);
- alta eficiência para frequência fundamental de comutação (NAMBALLA; KIRAN, 2012; KHOMFOI; TOLBERT, 2011).

Desvantagens:

- o fluxo de potência real é difícil para um único conversor porque os níveis CC intermediários tendem a sobrecarregar ou descarregar sem monitoramento e controle preciso (KHOMFOI; TOLBERT, 2011);
- o número de díodos de grampeamento requeridos é quadraticamente relacionado com o número de níveis, o que pode ser ineficiente para unidades com um elevado número de níveis (KHOMFOI; TOLBERT, 2011);
- um dos inconvenientes desta topologia é a necessidade de controlar o potencial do ponto neutro, ou a diferença entre as tensões dos dois capacitores do barramento CC, para manter um funcionamento adequado e equilibrado (RODRIGUEZ et al., 2007);
- embora seja desejado que cada interruptor bloqueie um nível de tensão $V_{dc}/(m - 1)$, os díodos de grampeamento devem ser capazes de bloquear diferentes níveis de tensões reversas. A máxima tensão de bloqueio é $V_{dc}(m - 2)/(m - 1)$. Esta dificuldade pode ser superada pela associação de díodos em série aumentando bastante o número de díodos por nível. Isso entretanto, complica o projeto e eleva os custos do conversor (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002);
- esta topologia requer díodos de grampeamento com recuperação rápida e que sejam capazes de suportar a corrente de carga nominal, além de estarem sujeitos a um severo estresse de recuperação reversa quando eles são submetidos à modulações *PWM* em alta potência e alta tensão (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

Uma das desvantagens, mais considerada e amplamente abordada dessa topologia é o controle do ponto neutro ou balanceamento de tensão entre os capacitores do barramento CC. O conversor *NPC* experimenta um desequilíbrio nos capacitores em determinadas condições de funcionamento, as quais dependem: do índice de modulação, do comportamento dinâmico, das condições da carga, das propriedades não-idênticas dos capacitores e das diferenças nas características dos dispositivos de comutação (FRANQUELO et al., 2008; POU; BOROYEVICH; PINDADO, 2005; RAJ; MANIMALA, 2015; WU, 2006, p. 165) dentre outros. Tais fatos, produzem uma diferença de tensão entre os capacitores do barramento CC, deslocando o ponto neutro e provocando distorção indesejável na saída do conversor.

As tradicionais modulações são capazes de manter a tensão no ponto neutro em equilíbrio e conseguir um bom espectro de tensão de saída. Entretanto, sob certas condições de operação, oscilações de tensão de baixa frequência aparecem no ponto neutro. Isso resulta no aumento da tensão nos dispositivos semicondutores e, por conseguinte, a tensão dos capacitores

do barramento CC deve ser aumentada (LÓPEZ et al., 2013). Devido a estas tensões desequilibradas sobre os capacitores do barramento CC, as formas de onda de tensão e de corrente de saída ficam distorcidas aumentando o *THD*.

Vários métodos foram introduzidos para controlar o balanceamento de tensão no ponto neutro do barramento CC, como: a utilização de estados equivalentes, o controle por *realimentação (feedback)* de tensão no ponto neutro, e pela utilização da detecção por *realimentação (feedback)* do sinal de corrente CC no ponto neutro (MEKHILEF; KHUDHUR; BELKAMEL, 2012).

Tal fato tem sido abordado em muitos trabalhos, para diferentes métodos de modulação, tanto vetoriais como no domínio do tempo, e é considerado superado. O controle do ponto neutro dos conversores *NPC* e a estrutura de circuito de potência tornam-se ainda mais complexos para configurações com mais níveis na saída (cinco ou mais), especialmente devido à quantidade de diodos de grampeamento (FRANQUELO et al., 2008).

Este trabalho não teve como objetivo desenvolver uma estratégia de controle para garantir o equilíbrio da tensão nos capacitores do barramento CC, visto que diversas estratégias serão abordadas e cada uma delas necessitaria de desenvolvimento de um controle específico. Por este motivo e para garantir que as tensões nos capacitores estejam equilibradas, as simulações foram realizadas sem a presença dos capacitores, para que eles não contribuíssem no resultado final da *THD*.

3. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO *PWM*

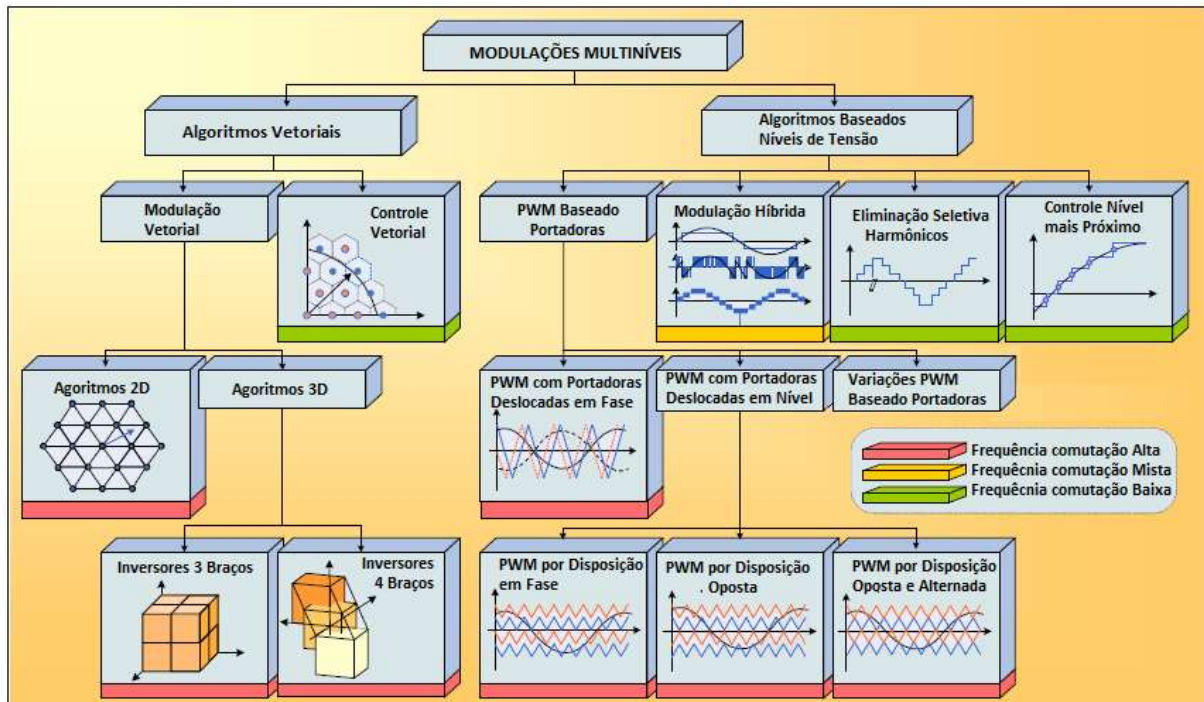
O desenvolvimento de estratégias de controle *PWM* relaciona-se com o crescimento de diferentes técnicas para reduzir a *THD* da tensão e da corrente. Em geral, aumentando-se a frequência de comutação do controle *PWM*, reduz-se os harmônicos de baixa frequência. Além disso, os harmônicos da frequência portadora de comutação e os harmônicos da banda lateral associados, são movidos para mais distante da componente da frequência fundamental. O aumento na frequência de comutação reduz os harmônicos associados, o que resulta em uma menor *THD*. Como resultado, a forma de onda da tensão de saída fica mais próxima da desejada forma de onda senoidal. Desvios na forma de onda senoidal, resulta em correntes harmônicas na carga, as quais provocam: interferências eletromagnéticas *EMI* (*Electromagnetic Interference*), perdas harmônicas e ondulações (*ripple*) de torque, no caso de acionamento de motores. Portanto, a qualidade da forma de onda de saída melhora com o aumento da frequência de comutação (REDDY; BABU; SURESH, 2011).

Por um longo período de tempo, os métodos *PWM* baseado em portadoras eram amplamente utilizados na maioria das aplicações. Os primeiros sinais de modulação *PWM* baseado em portadoras foram senoidais. A utilização da injeção de um sinal de sequência zero para um inversor trifásico, iniciou a pesquisa sobre os métodos *PWM* baseado em portadoras não senoidais. Diferentes sinais de sequência-zero levam a diferentes moduladores *PWM* não senoidais. Comparado o padrão *PWM* senoidal com o *PWM* não senoidal, verifica-se que a faixa de modulação linear para as tensões de linha pode ser estendida (ZHOU; WANG, 2002).

Com o desenvolvimento dos microprocessadores, foi introduzida em meados da década de 1980, a estratégia de modulação vetorial *SVM* como um método alternativo para determinar a largura de pulso comutada. De acordo com (SOURKOUNIS; AL-DIAB, 2008) isso tornou o mais importante método *PWM* para os conversores trifásicos, devido à sua capacidade de reduzir tanto as perdas de comutação, como o conteúdo harmônico da tensão de saída, além da obtenção de elevadas amplitudes nos índices de modulação.

As mais variadas técnicas de modulação podem ser aplicadas aos conversores multiníveis. Uma classificação dos métodos de modulação para os conversores multiníveis é apresentada na Figura 5. Os algoritmos de modulação são divididos em dois grupos principais, dependendo do domínio em que operam: o domínio do espaço vetorial em que o princípio de operação é baseado na geração de vetores de tensão e o domínio do tempo em que o método é baseado na geração de níveis de tensão durante um período de tempo.

Figura 5 – Classificação das modulações para inversores Multiníveis



Fonte: Franquelo e outros (2008).

Os métodos de modulação mais comuns aplicados aos conversores *NPC* na indústria são: Modulação *PWM* senoidal baseado em portadoras *SPWM* (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) e suas variações, Modulação vetorial *SVPWM* (*Space Vector Pulse Width Modulation*) e Modulação *PWM* por eliminação seletiva de harmônicos *SHEPWM* (*Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation*) (DEBNATH et al., 2015; SRIRATTANAWICHAIKUL et al., 2011; KOURO et al., 2010; RODRIGUEZ et al., 2009; FRANQUELO et al., 2008; YAO; HU; LU, 2008; FAR, Z. ; RADAN; FAR, M., 2007; RODRIGUEZ et al., 2007).

Segundo (RODRIGUEZ et al., 2009; FRANQUELO et al., 2008; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002), a *SHEPWM* é uma estratégia de modulação classificada para baixas frequências de modulação e, portanto, não será abordada neste trabalho.

3.1 TÉCNICAS *PWM* BASEADAS EM PORTADORAS

De acordo com (RAMYASHREE, 2013; URMILA; SUBBARAYUDU, 2010) os métodos *PWM* para conversores multiníveis são classificados em dois tipos: (i) multiportador sub-harmônico *SH-PWM* (*Sub-harmonic Pulse Width Modulation*) e (ii) frequência de comutação *PWM* ideal *SFO-PWM* (*Switching Frequency Optimal Pulse Width Modulation*).

A modulação *PWM* com portadora sub-harmônica é também conhecida como

modulação *PWM* senoidal *SPWM*. A modulação *SPWM* para conversores multiníveis é baseada na clássica técnica *SPWM* para dois níveis. A diferença entre as duas técnicas *SPWM* é o número de portadoras utilizadas na modulação *PWM* para o conversor multinível (BHUVANESWARI et al., 2014).

As técnicas de modulação: *PWM* com portadoras deslocadas em nível *LSPWM* (*Level Shifted Pulse Width Modulation*) e modulação *PWM* com portadoras deslocadas em fase *PSPWM* (*Phase Shifted Pulse Width Modulation*) são extensões naturais da modulação *SPWM* para os conversores multiníveis *NPC* e para os conversores *FC* e *CHB*, respectivamente (KOURO et al., 2010). Por isso, a modulação *PSPWM* não será abordada neste trabalho, já que ela é especialmente concebida para os conversores multiníveis *FC* e *CHB* (RODRIGUEZ et al., 2009; WU, 2006, p. 173).

3.1.1 Propriedades Básicas das Técnicas *PWM* Baseadas em Portadoras

Métodos *PWM* baseadas em portadoras comparam uma forma de onda de referência, ou moduladora, com uma portadora dente-de-serra ou triangular de frequência mais elevada, a fim de gerar os sinais de comando para os interruptores.

A modulação *PWM* senoidal, normalmente, pode ser inteiramente ou particularmente caracterizada por três parâmetros, quais sejam: (i) índice de modulação, (ii) taxa de frequência e (iii) ângulo de deslocamento entre o sinal de referência e a portadora.

O índice de modulação de amplitude, ou simplesmente índice de modulação, m_a , consiste no quociente entre a amplitude de uma forma de onda moduladora, que normalmente é senoidal, e a amplitude de uma forma de onda portadora, normalmente triangular, como descrito pela equação (1):

$$m_a = \frac{A_m}{A_c} \quad (1)$$

onde:

A_m - amplitude da onda moduladora;

A_c - amplitude da onda portadora.

O índice de modulação de frequência, ou taxa de frequência, m_f é o quociente entre a frequência da forma de onda portadora e a frequência da moduladora, como descrito pela equação (2):

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (2)$$

onde:

f_c - frequência da onda portadora triangular;

f_m - frequência da onda moduladora senoidal.

O ângulo \emptyset representa o deslocamento entre o sinal de referência ou moduladora e o sinal da portadora.

De acordo com (SOURKOUNIS; AL-DIAB, 2008; ZHOU; WANG, 2002), a modulação *PWM* pode ser classificada em dois modos:

1. modo linear: no qual o pico do sinal de modulação é inferior ou igual ao pico do sinal da portadora. O limite máximo para este modo, é quando o valor do índice de modulação m_a atinge 1 ou $m_a = 1$;
2. modo não-linear: este caso se define como sobre modulação, e ocorre quando o pico do sinal de modulação é maior do que o pico do sinal da portadora, ou seja, o índice de modulação m_a é maior do que 1 ou $m_a > 1$. A *THD* da forma de onda comutada de saída aumenta em comparação com a operação no modo linear.

3.1.2 Graus de Liberdade das Técnicas *PWM* Baseadas em Portadoras

Em (FAR, Z.; RADAN; FAR, M., 2007), o princípio do método *PWM* baseado em portadoras *CBPWM* baseia-se na utilização de $m - 1$ portadoras para um conversor de *m-níveis*, para o qual, as seguintes especificações, conhecidas como graus de liberdade da modulação, são determinadas:

- frequência das portadoras;
- amplitude das portadoras;
- fases das portadoras;
- *offset* CC entre as portadoras;
- conteúdo de sequência zero do sinal de referência.

De acordo com (FAR, Z.; RADAN; FAR, M., 2007), diferentes seleções para especificações das portadoras resultam em estratégias de modulação diferentes, que são na verdade diferentes formas do algoritmo básico utilizarem os graus de liberdade. Otimizar uma estratégia de comutação para diferentes aplicações é uma tarefa importante. O algoritmo básico pode ajudar aos pesquisadores a encontrar uma estratégia otimizada para cada aplicação. Ao fazê-lo, primeiro é necessário estudar o efeito dos graus de liberdade de modulação sobre o desempenho do conversor, e em seguida avaliar as diferentes estratégias de modulação usando critérios bem conhecidos, como:

- perdas de comutação;
- distorção harmônica;
- uso do barramento CC;
- utilização do interruptor.

3.1.3 Modulação *PWM* Senoidal com Portadoras Deslocadas em Nível

Carrara (1992) estendeu a Modulação Sub-harmônica *SH-PWM* para vários níveis. Para um conversor de *m-níveis*, $m - 1$ portadores com a mesma frequência f_c e a mesma amplitude A_c são dispostos de tal modo que as faixas ocupadas por elas são adjacentes. A forma de onda de referência tem amplitude A_m de pico-a-pico e frequência f_m , e seu zero centrado no meio do conjunto portador. A referência é continuamente comparada com cada um dos sinais da portadora. Se a referência for maior do que um sinal da portadora, então o interruptor correspondente a essa portadora é ligado e se a referência for menor do que um sinal da portadora, o interruptor correspondente é desligado (RAMYASHREE, 2013; TOLBERT; HABETLER, 1999)

Para os conversores multiníveis, o índice de amplitude de modulação m_a , e a taxa de frequência m_f , são definidos como:

$$m_a = \frac{A_m}{(m - 1).A_c} \quad (3)$$

onde:

A_m - amplitude da onda moduladora;

A_c - amplitude da onda portadora.

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (4)$$

e:

f_c - frequência da onda portadora triangular;

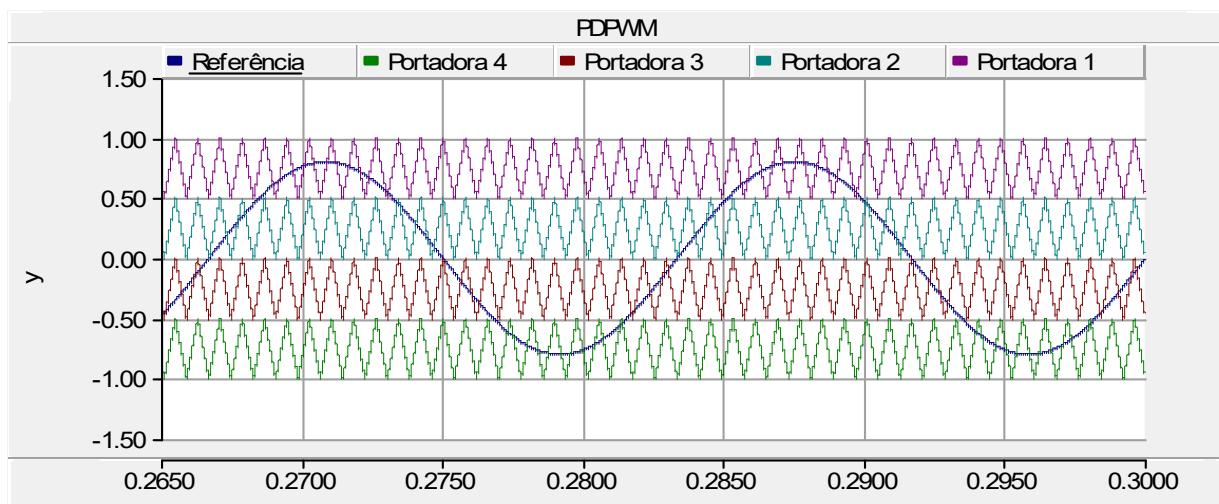
f_m - frequência da onda moduladora senoidal.

Três estratégias de modulação com portadora deslocadas em nível *LSPWM* são comumente referenciadas, a saber: Modulação *PWM* por disposição em fase *PDPWM* (*Phase Disposition Pulse Width Modulation*), na qual todas as portadoras estão em fase, Modulação *PWM* por disposição de fase oposta *PODPWM* (*Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation*), na qual as portadoras acima do nível zero estão fora de fase, ou seja, em 180° , com as portadoras abaixo do nível zero, e Modulação *PWM* por disposição de fase oposta e alternada *APODPWM* (*Alternate Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation*), na qual as portadoras adjacentes são deslocadas 180° uma em relação à outra (RODRIGUEZ et al., 2009; FAR, Z.; RADAN; FAR, M., 2007; MCGRATH; HOLMES, 2002).

A. Modulação *PDPWM*

O princípio da técnica *PDPWM* é utilizar várias portadoras com única forma de onda modulante ou de referência. Na modulação por disposição em fase todas as portadoras estão em fase e as portadoras são dispostas de modo que as bandas que elas ocupam sejam adjacentes. A onda de modulação está centrada no meio do conjunto das portadoras, como mostra a Figura 6.

Figura 6 - Disposição das portadoras *PDPWM* para $m = 5$, $m_a = 0,8$ e $m_f = 21$

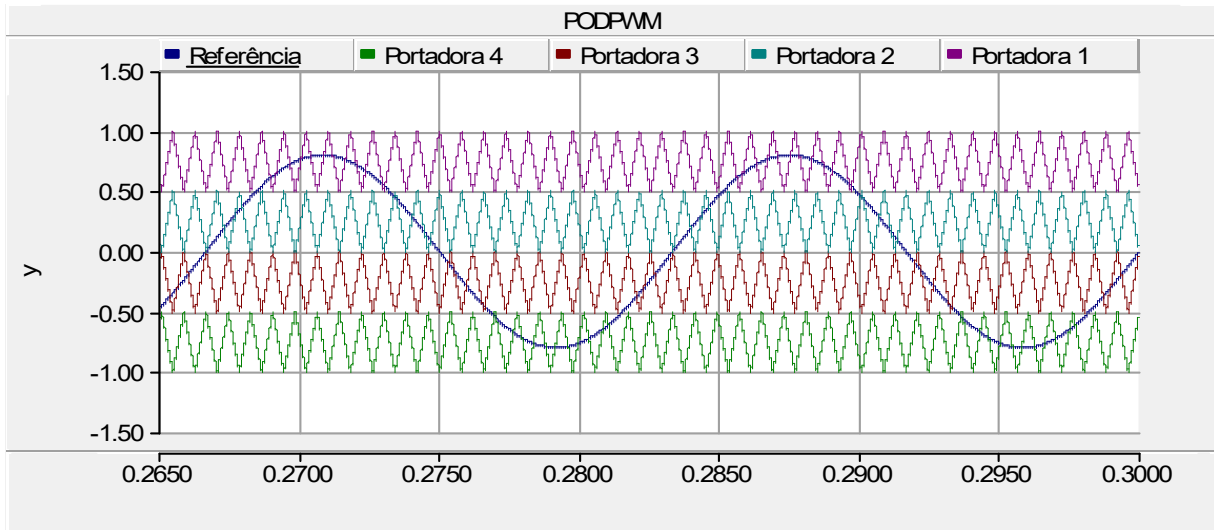


Fonte: Autor (2016).

B. Modulação *PODPWM*

No método *PODPWM* as formas de onda das portadoras acima do valor de referência zero, estão em fase. As formas de onda das portadoras abaixo de zero também estão em fase, porém deslocadas de 180° daquelas acima de zero, como mostrado na Figura 7.

Figura 7 - Disposição das portadoras *PODPWM* para $m = 5$, $m_a = 0,8$ e $m_f = 21$

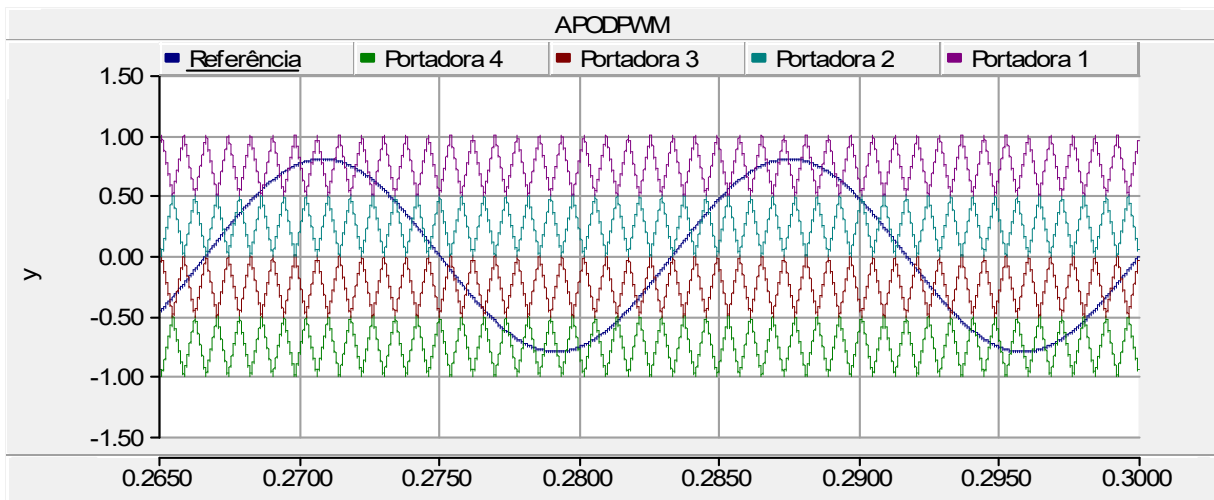


Fonte: Autor (2016).

C. Modulação *APODPWM*

Este método requer que cada uma das ondas portadoras $m - 1$, para um conversor m -níveis, esteja deslocada de fase uma da outra de 180° alternadamente, como mostra a Figura 8.

Figura 8 - Disposição das portadoras *APODPWM* para $m = 5$, $m_a = 0,8$ e $m_f = 21$



Fonte: Autor (2016).

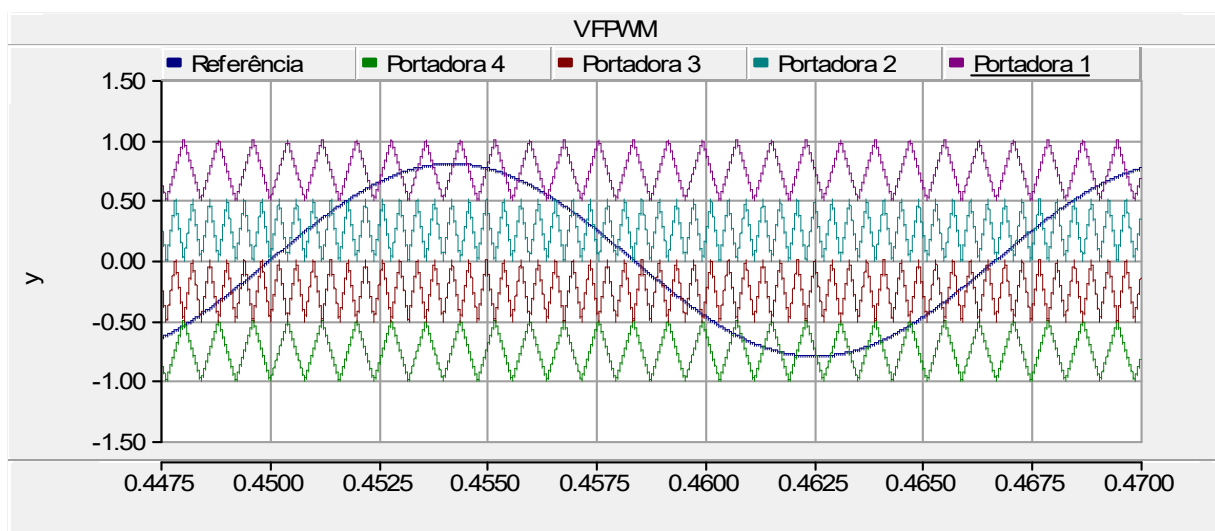
É importante observar que quando um conversor $3L-NPC$ é especificado, as técnicas $PODPWM$ e $APODPWM$ são idênticas (HOLMES; LIPO, 2003, p. 481).

3.1.4 Modulação PWM com Frequência Variável

O número de comutações dos interruptores superiores e inferiores de um conversor multinível escolhido é maior do que o dos interruptores intermediários, para a modulação PWM que usa portadoras com frequência constante. Para igualar o número de comutações para todos os interruptores, a estratégia PWM com frequência variável $VFPWM$ (*Variable Frequency Pulse Width Modulation*) é empregada, como ilustrado pela Figura 9. Neste caso, a frequência portadora dos interruptores intermediários é devidamente aumentada para equilibrar o número de comutações para todos os interruptores. Para um conversor multinível de m -níveis, haverá $m - 1$ portadores em fase, com mesma amplitude, e diferentes frequências, que são comparadas com uma referência senoidal (RAMYASHREE, 2013; SENGOLRAJAN; SHANTHI; NATARAJAN, 2013; SAMBATH; NATARAJAN; BALAMURUGAN, 2012).

É importante notar que quando um conversor $3L-NPC$ é especificado, não haverá frequência variável devido a existência de somente duas portadoras, impossibilitando a aplicação desta técnica para este conversor.

Figura 9 - Disposição das portadoras $VFPWM$ para $m = 5$, $m_a = 0,8$, $m_{1e4} = 21$ e $m_{2e3} = 42$



Fonte: Autor (2016).

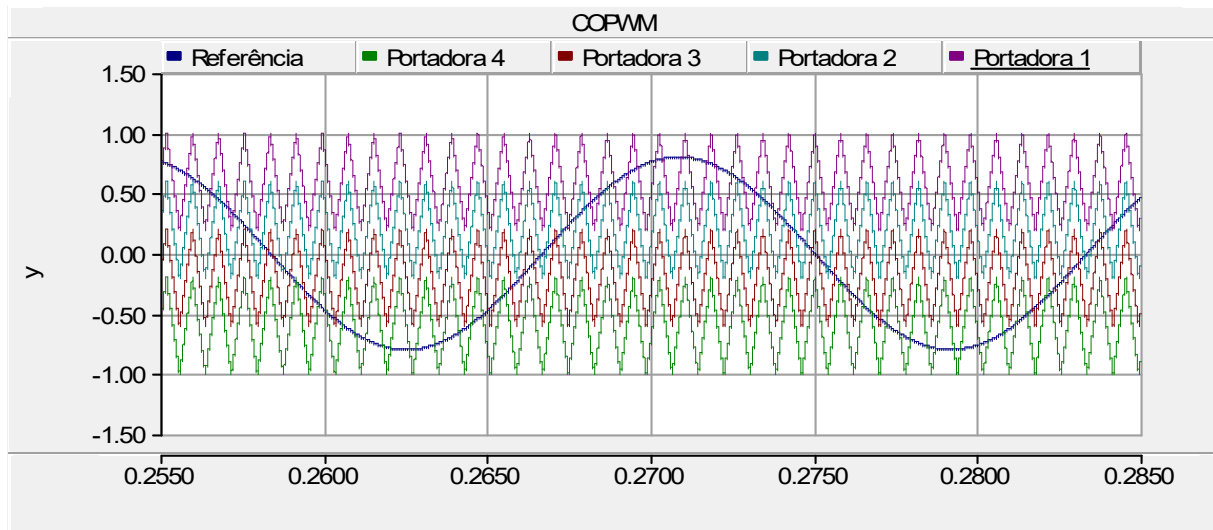
3.1.5 Modulação *PWM* com Portadora em Sobreposição

A estratégia com Portadora em Sobreposição *COPWM* (*Carrier Overlapping Pulse Width Modulation*) foi apresentada primeiramente por (WANG et al., 2003), tal que $m - 1$ portadoras são dispostas de tal maneira que as bandas que elas ocupam se sobreponham entre si, e a distância vertical de sobreposição entre cada portadora é $A_c/2$. A forma de onda de referência é centrada no meio dos sinais das portadoras como ilustrado na Figura 10 (SENGOLRAJAN; SHANTHI; NATARAJAN, 2013; VENKATARAMANAN; SHANTHI; NATARAJAN, 2013; SAMBATH; NATARAJAN; BALAMURUGAN, 2012; FAR, Z.; RADAN; FAR, M., 2007).

De acordo com (WANG et al., 2003) o índice de modulação de amplitude é definido como:

$$m_a = \frac{A_m}{\frac{m}{4} \cdot A_c} \quad (5)$$

Figura 10 - Disposição das portadoras *COPWM* para $m = 5$, $m_a = 0,8$ e $m_f = 21$



Fonte: Autor (2016).

3.1.6 Frequência de Comutação *PWM* Ideal

Steinke (1988 apud TOLBERT; HABETLER, 1999) propôs um método baseado em portadora denominado como Frequência de Comutação *PWM* Ideal *SFOPWM* (*Switching Frequency Optimal Pulse Width Modulation*), que foi semelhante ao proposto por Carrara

(1992), exceto que uma tensão de sequência zero (triplo harmônico) é adicionada a cada uma das formas de onda referência.

Esse método toma a média instantânea do máximo e mínimo das três tensões de referência e subtrai o valor de cada uma das tensões individuais de referência, como descrito pela equação (6). Esta técnica só pode ser utilizada para sistema trifásicos à três fios, e permite que o índice de modulação seja elevado em aproximadamente 15,45%. Isso possibilita um melhor aproveitamento do barramento CC na faixa linear de modulação (URMILA; SUBBARAYUDU, 2010; TOLBERT; HABETLER, 1999). O circuito analógico equivalente às equações de (6) a (9) é mostrado na Figura 11.

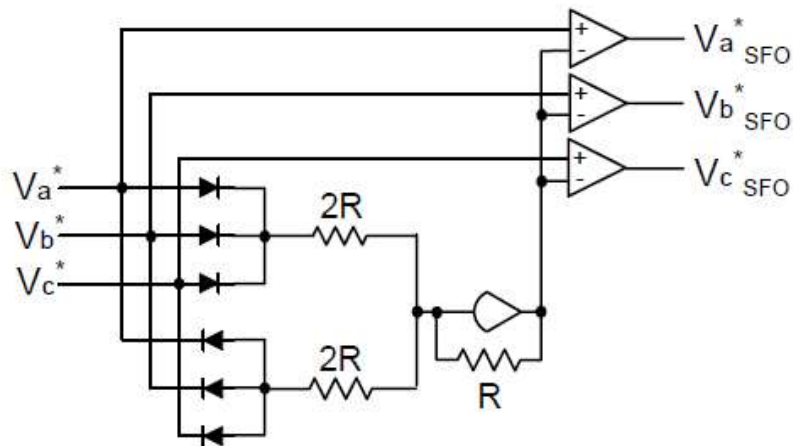
$$V_{offset} = \frac{\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)}{2} \quad (6)$$

$$V_{aSFO}^* = V_a^* - V_{offset} \quad (7)$$

$$V_{bSFO}^* = V_b^* - V_{offset} \quad (8)$$

$$V_{cSFO}^* = V_c^* - V_{offset} \quad (9)$$

Figura 11 - Circuito analógico para adição de sequência zero na *SFOPWM*

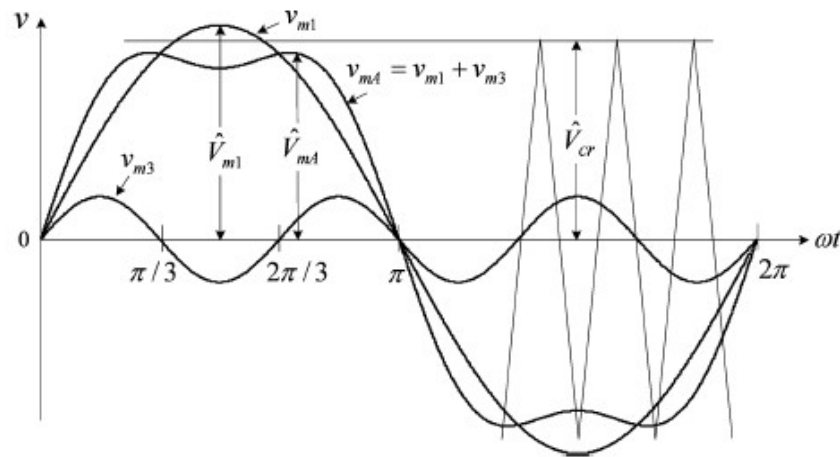


Fonte: Tolbert e Habetler (1999).

A injeção do componente de terceiro harmônico V_{m3} , mostrado na Figura 12, não aumentará a distorção harmônica para a tensão linha V_{ab} . Embora ela apareça em cada uma das tensões do terminal inversor V_{an} , V_{bn} e V_{cn} . A tensão harmônica de terceira ordem não existe

na tensão de linha V_{ab} . Isso ocorre porque a tensão de linha é dada por $V_{ab} = V_{an} - V_{bn}$, onde os harmônicos de terceira ordem em V_{an} e V_{bn} são de sequência zero com a mesma magnitude e deslocamento de fase e, portanto, se anulam (WU, 2006, p. 101).

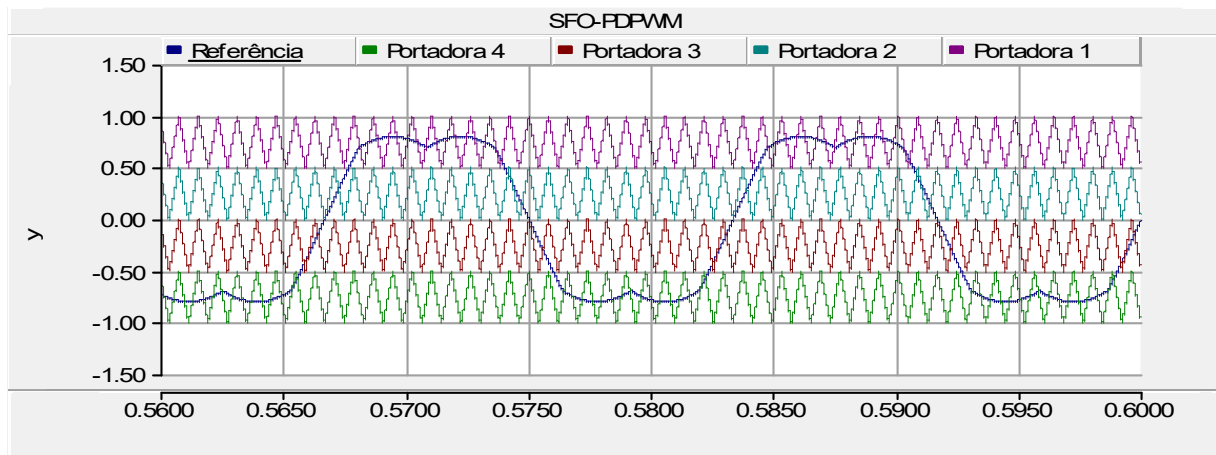
Figura 12 - Forma de onda modulante V_{mA} com injeção de terceiro harmônico



Fonte: Bin Wu (2006).

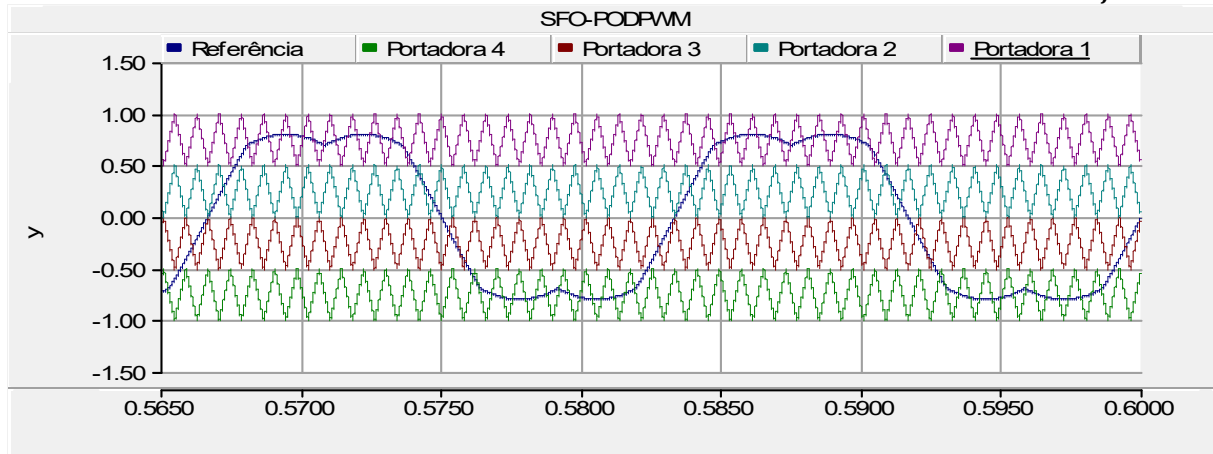
Alguns estudos realizados por (RAMYASHREE, 2013; HASSANPOOR et al., 2012; URMILA; SUBBARAYUDU, 2010; WANG et al., 2003) mostram que a técnica *SFOPWM* ou Injeção de Terceiro Harmônico é estendida para todas as modulações senoidais baseadas em portadoras. As Figuras 13, 14 e 15 exemplificam algumas estratégias onde há a adição de terceiro harmônico na frequência senoidal fundamental aplicadas às modulações *PDPWM*, *PODPWM* e *COPWM* respectivamente (RAMYASHREE, 2013; HASSANPOOR et al., 2012; URMILA; SUBBARAYUDU, 2010; WANG et al., 2003).

Figura 13 - Disposição das portadoras *SFO-PDPWM* para $m = 5$, $m_a = 0,8$ e $m_f = 21$



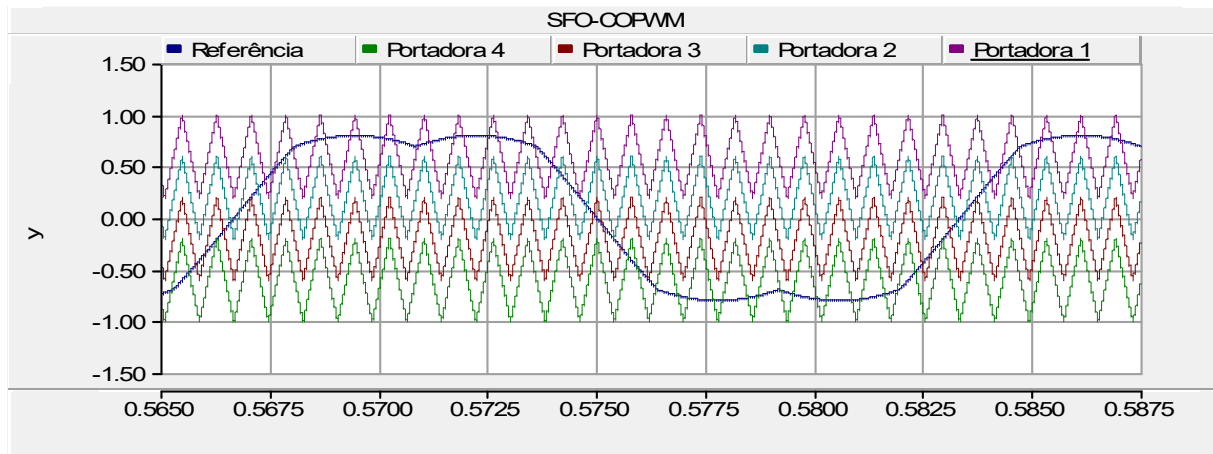
Fonte: Autor (2016).

Figura 14 - Disposição das portadoras *SFO-PODPWM* para $m = 5$, $m_a = 0,8$ e $m_f = 21$



Fonte: Autor (2016).

Figura 15 - Disposição das portadoras *SFO-COPWM* para $m = 5$, $m_a = 0,8$ e $m_f = 21$



Fonte: Autor (2016).

3.1.7 Modulação *PWM* de Processamento Rápido

A estratégia de modulação de processamento rápido chamada também em (SEBAALY; KANAAN; MOUBAYED, 2014) por modulação com duplo sinal *DSPWM* (*Double-Signal Pulse Width Modulation*), supera um dos principais problemas do conversor *NPC*, que é a oscilação de baixa frequência de tensão que aparece no ponto neutro sob algumas condições de funcionamento. A estratégia de modulação proposta por (POU et al., 2007) pode completamente remover esta oscilação para todos os pontos de funcionamento e para qualquer tipo de carga, inclusive cargas desequilibradas e não lineares (SEBAALY; KANAAN; MOUBAYED, 2014; POU et al., 2007).

Para o correto funcionamento da topologia *NPC*, a tensão do ponto neutro deve ser mantida na metade da tensão do barramento CC. Se não houver nenhum controle externo para

as tensões nos capacitores, a estratégia de modulação deve ser projetada para atingir a tensão de equilíbrio entre os capacitores. Uma grande quantidade de pesquisas tem sido focada neste campo. Embora a tensão média do ponto neutro possa ser controlada, uma oscilação de tensão de baixa frequência no ponto neutro aparece em algumas condições de funcionamento. Isso é uma desvantagem significativa para este conversor desde que os capacitores do barramento CC e os dispositivos do conversor devem ser projetados para resistir a esta oscilação (POU et al., 2007).

Esta estratégia faz uso de duas formas de onda portadoras, tal como em uma *SPWM* para os conversores de três níveis. Para a modulação *SPWM*, cada fase é controlada por um sinal de modulação. A técnica de modulação proposta por (POU et al., 2007) baseia-se no uso de dois sinais de modulação para cada fase do conversor.

Os novos sinais de modulação são:

$$\begin{cases} V_{ip} = \frac{V_i - \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \\ V_{in} = \frac{V_i - \max(V_a, V_b, V_c)}{2} \end{cases} \quad \text{for } i = \{a, b, c\} \quad (9)$$

onde:

$$\begin{cases} V_a = m_a \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ V_b = m_a \cdot \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ V_c = m_a \cdot \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{cases}$$

m_a - índice de modulação;

ω - frequência angular da forma de onda fundamental.

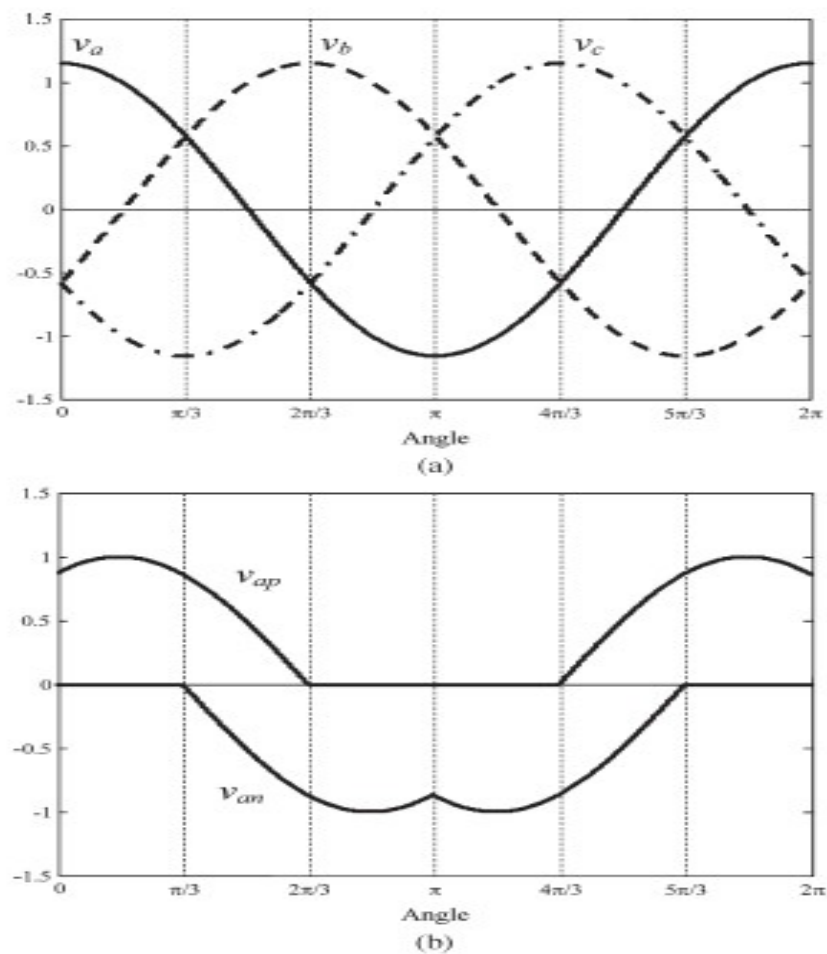
A Figura 16 mostra as formas de onda senoidais das três fases e o novo sinal de modulação proposto por esta estratégia. A amplitude m_a dos sinais de modulação, a qual também é definida como índice de modulação, é adotado igual a: $m_{aSPWM} = 2/\sqrt{3} = 1,1547$, valor maior do que o da modulação senoidal *SPWM*.

Em (YAO; HU; LU, 2008) esta estratégia é comparada com outras técnicas de modulação, sendo considerada como um outro tipo de modulação *PWM* com frequência de comutação ideal, ou o segundo tipo com frequência de comutação ideal *SFO2-PWM*. Em (SRIRATTANAWICHAIKUL et al., 2011) é proposto uma nova estratégia em que apenas uma única onda portadora triangular é empregada para gerar os pulsos de comando do conversor de

três níveis *NPC*, simplificando significativamente a estratégia proposta por Pou (2007). A Figura 17 mostra esta estratégia modificada (YAO, HU e LU, 2008).

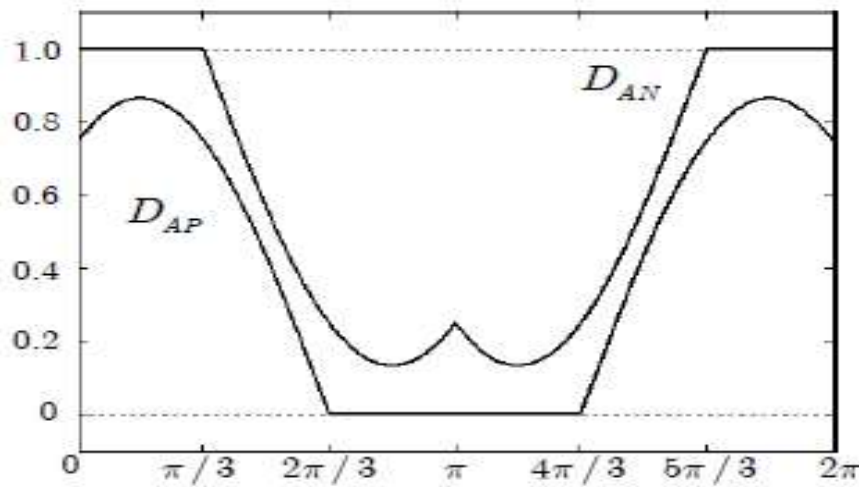
Em (LI et al., 2014), o princípio básico desta estratégia é introduzido e estendido para outras técnicas, que também podem eliminar oscilações de tensão de baixa frequência no ponto neutro para um conversor de três níveis *NPC*, para qualquer índice de modulação e fator de potência de saída.

Figura 16 - Exemplo dos sinais de modulação *DSPWM*: (a) sinais de origem e (b) sinais modificados para fase “a”



Fonte: Pou e outros (2007).

Figura 17 - Sinal de modulação *DSPWM* modificado



Fonte: Srirattanawichaikul e outros (2011).

3.2 MODULAÇÃO VETORIAL

A aplicação da modulação vetorial *SVPWM* nos conversores de três níveis *3L-NPC* é amplamente pesquisada atualmente. O princípio do algoritmo *SVPWM* consiste da geração de um vetor de tensão de referência no plano $\alpha - \beta$ pela seleção de uma sequência adequada de vetores ativos. A escolha dos três vetores de níveis mais próximos é uma das melhores formas utilizadas para realizar a modulação vetorial *SVPWM* (SEBAALY; KANAAN; MOUBAYED, 2014).

A modulação vetorial é uma técnica *PWM* comumente empregada nos conversores *NPC*, sendo a estratégia com potencial mais eficaz de usar os graus de liberdade adicionais que os conversores multiníveis possuem (MAKLAKOV; RADIONOV, 2015; PRATHEESH; JAGADANAND; RAMCHAND, 2015; LEE; JUNG; KWAK, 2011; KOURO et al., 2010).

Várias estratégias de modulação *SVPWM* distintas têm sido propostas na literatura com o propósito de eliminar a tensão de modo comum, proporcionando baixa *THD* na tensão de saída ou reduzindo o *ripple* de corrente no ponto neutro. No entanto, cada uma dessas estratégias melhora o desempenho do conversor em uma métrica a custas de perda de desempenho em outras (BENDRE et al., 2005).

Muitos algoritmos vetoriais baseados no conceito abordado anteriormente têm sido relatados. Eles diferem na forma como os três vetores mais próximos são escolhidos, como os tempos de comutação são calculados, a sequência utilizada para gerar os vetores e os esforços computacionais necessários para a implementação (RODRIGUEZ et al., 2009). Em

(MAKLAKOV; RADIONOV, 2015) os autores reveem a clássica técnica *SVPWM* com vetores básicos no espaço *BSV* (*Base Space Vector*) com várias sequências de comutação dentro da extensão do período de amostragem. Em (CHOUDHURY; PILLAY; WILLIAMSON, 2014) apenas cinco combinações para sequência de comutações são utilizadas ao invés de sete. Em (PRATHEESH; JAGADANAND; RAMCHAND, 2015; KARATSIVOS; ADAMIDIS; NATHENAS, 2010) o método é baseado no inversor de dois níveis, que leva em consideração a multiplicidade dos estados de comutação do conversor multinível. Nesse caso, o tempo de comutação pode ser calculado de acordo com o vetor da tensão de referência, a partir de um hexágono de *m-níveis* para um hexágono de dois níveis.

Diversas outras técnicas publicadas variam a sequência de comutação ou o cálculo do tempo de comutação dos vetores no espaço, com o objetivo de melhorar o desempenho do conversor multinível (LÓPEZ et al., 2013; SOURKOUNIS; AL-DIAB, 2008; KOCALMIS; SUNTER, 2006; FENG et al., 2005), e também abrangendo a região de sobre modulação (LEE; JUNG; KWAK, 2011).

Segundo (FENG et al., 2005), a modulação vetorial é o método *PWM* preferido para conversores multiníveis principalmente devido a sua flexibilidade, fácil implementação digital e adequado perfil harmônico. No entanto, a estratégia *SVPWM* convencional normalmente produz harmônicos de ordem pares nas correntes e tensões de entrada do retificador. Considerando este requisito indesejável, foi proposto em (FENG et al., 2005) uma nova estratégia *SVM* capaz de eliminar tais harmônicos para o conversor três níveis *3L-NPC*.

Como mencionado, existem diversas abordagens para realizar a modulação *SVM*. A partir da análise das estratégias percebe-se que o algoritmo proposto em (WU, 2006; FENG et al., 2005) abrange um conjunto maior de soluções com características acentuadas, as quais envolvem desempenho adequado tanto na *THD* como na variação da tensão no ponto neutro. Além disso, há uma diversidade de bibliografias sobre o desenvolvimento do algoritmo de simulação e, portanto, será a estratégia de modulação *SVPWM* adotada, desenvolvida, avaliada e analisada neste trabalho.

Nos tópicos seguintes são apresentados: uma breve revisão dos princípios de funcionamento da modulação vetorial convencional, uma introdução da modulação vetorial aplicada no inversor de dois níveis, seguido da modulação vetorial convencional e da modulação vetorial com eliminação de harmônicos pares proposto em (WU, 2006; FENG et al., 2005), aplicadas ao conversor *3L-NPC*.

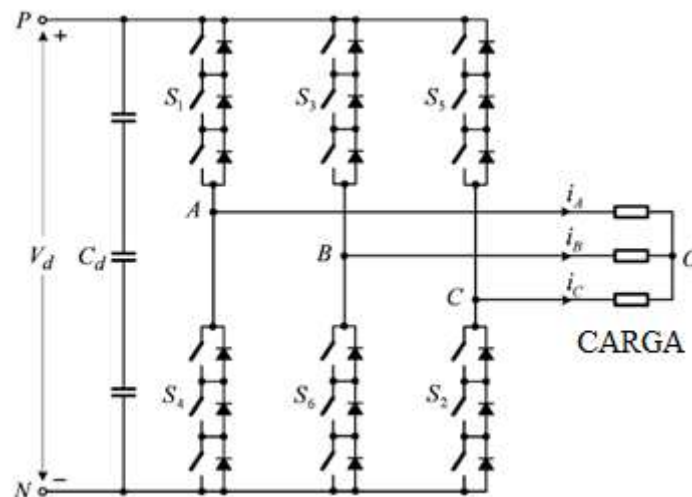
3.2.1 Modulação Vetorial Aplicada ao Inversor de Dois Níveis

Uma abordagem diferente à modulação *PWM* é baseada na representação de vetores de tensão no espaço do plano $\alpha - \beta$ por meio de mudança de sistemas referência. A determinação da comutação instantânea pode ser alcançada utilizando a técnica de modulação vetorial com base na representação de vetores de comutação no plano $\alpha - \beta$.

A. Estado de Comutação

Para um melhor entendimento, os estados de funcionamento dos interruptores, para um inversor de dois níveis, mostrado na Figura 18, estão representados por estados de comutação na Tabela 2. O estado de comutação [P] denota que o interruptor superior de um braço do inversor está ligado e a tensão no terminal do inversor (V_{A0}, V_{B0} ou V_{C0}) é positiva $+V_d$. O estado [0] indica que a tensão no terminal do inversor é zero, devido a condução do interruptor inferior, que é o complemento da chave superior. Existem oito combinações possíveis de estados de comutação para o inversor de dois níveis, como ilustrado na Figura 19. Entre os oito estados, [PPP] e [000] são estados nulos e os outros são estados ativos.

Figura 18 - Inversor de dois níveis



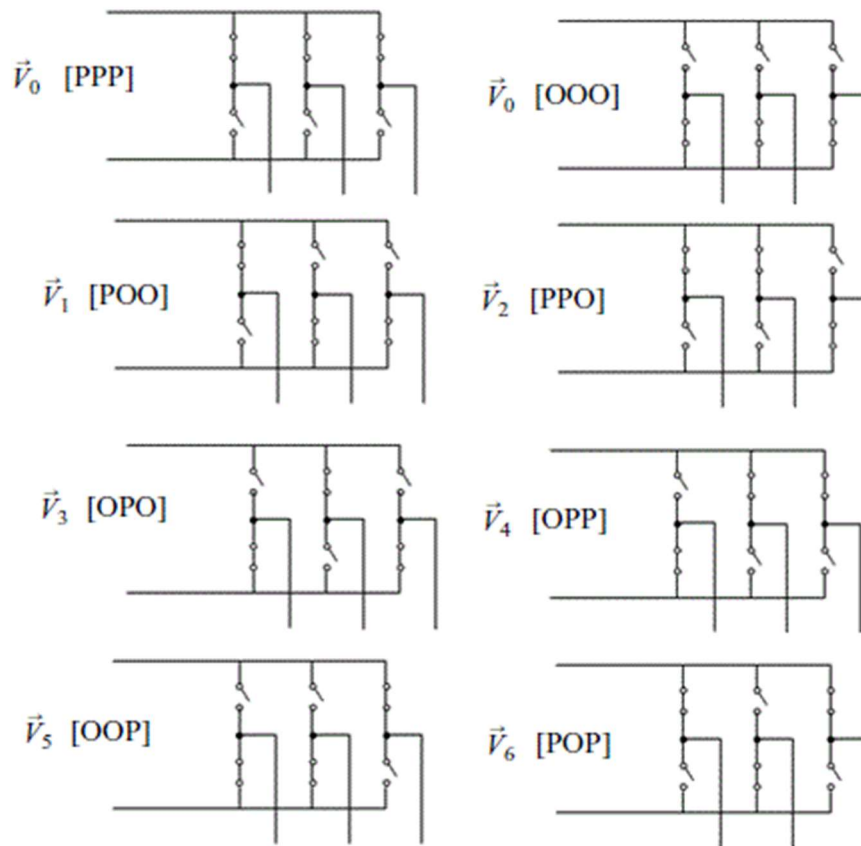
Fonte: Wu (2006).

Tabela 2 - Definição do estado dos interruptores

| Estado do Interruptor | Braço A | | | Braço B | | | Braço C | | |
|-----------------------|---------|-------|----------|---------|-------|----------|---------|-------|----------|
| | S_1 | S_4 | V_{A0} | S_3 | S_6 | V_{B0} | S_5 | S_2 | V_{C0} |
| P | On | Off | V_d | On | Off | V_d | On | Off | V_d |
| 0 | Off | On | 0 | Off | On | 0 | Off | On | 0 |

Fonte: Wu (2006).

Figura 19 - Estados de funcionamento e estados de comutação do inversor de dois níveis



Fonte: Autor (2016).

B. Conceito da Modulação Vetorial

O conceito de vetores no espaço é derivado da análise da teoria de máquinas elétricas e do sistema de referências (*reference-frame*). Nesta técnica de modulação é possível definir uma transformação para representar as variáveis trifásicas de origem, em um sistema simples de duas fases α e β em quadratura. Isso pode ser realizado tanto para um sistema de rotação síncrona como para um sistema estacionário. A magnitude e o ângulo do vetor girante podem ser encontrados por meio da transformada de Clark, considerando o sistema de referência estacionário, como estabelecido pela equação (10) (SANTOS; SILVA, 2014, p. 243; WU, 2006, p. 103; HOLMES; LIPO, 2003, p. 29).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \quad (10)$$

onde:

V_{A0} - tensão da fase A ao ponto central de uma carga conectada em estrela;

V_{B0} - tensão da fase B ao ponto central de uma carga conectada em estrela;

V_{C0} - tensão da fase C ao ponto central de uma carga conectada em estrela.

O coeficiente $2/3$ é uma escolha arbitrária. O valor comumente utilizado para este fator é $2/3$ ou $\sqrt{2/3}$. A principal vantagem da utilização de $2/3$ é que a magnitude das duas tensões de fase será igual a das tensões trifásicas após a transformação (WU, 2006, p. 103).

Os estados de comutação ativos e nulos são representados por vetores ativos e vetores nulos no espaço, respectivamente. Um diagrama típico de vetores no espaço para o inversor de dois níveis é mostrado na Figura 20, onde os seis vetores ativos \vec{V}_1 a \vec{V}_6 formam um hexágono regular com seis setores iguais (I a VI). Os vetores nulos encontram-se no centro do hexágono.

Um vetor no espaço pode ser geralmente expresso em termos das tensões das duas fases no plano α e β , como descrito pelas equações (11) e (12).

$$\vec{V}(t) = v_{\alpha}(t) + jv_{\beta}(t) \quad (11)$$

Substituindo a equação (10) em (11), resulta em:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} [v_{A0}(t)e^{j0} + v_{B0}(t)e^{j2\pi/3} + v_{C0}(t)e^{j4\pi/3}] \quad (12)$$

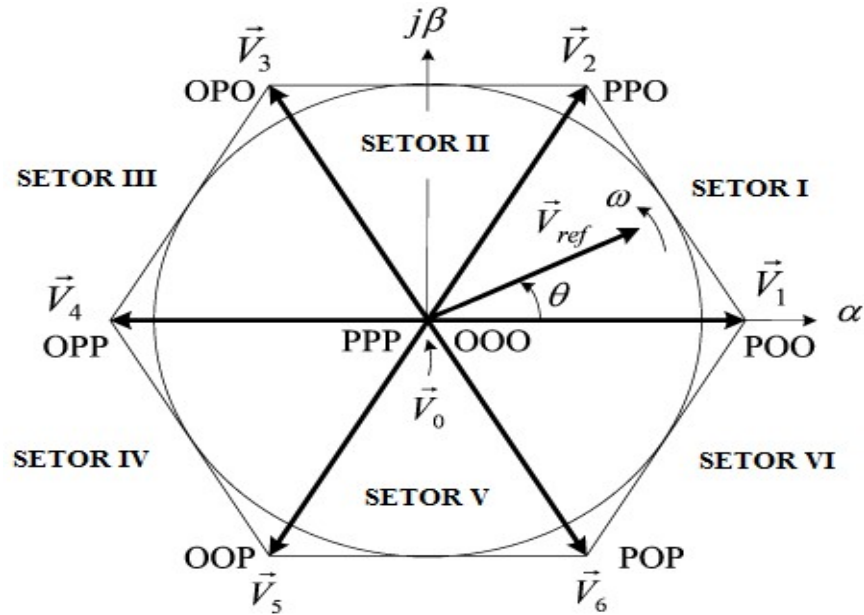
onde:

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x$$

e

$$x = 0, 2\pi/3 \text{ ou } 4\pi/3$$

Figura 20 - Diagrama de vetores no espaço para inversor de dois níveis



Fonte: Wu (2006).

As equações de (13) a (15) definidas em (HOLMES; LIPO, 2003, p. 16) podem determinar de maneira bem simples todas as tensões de fase na carga, geradas para os seis estados de comutação ativos:

$$v_{A0} = \frac{V_d}{2} \left(\frac{2}{3}s_a - \frac{1}{3}s_b - \frac{1}{3}s_c \right) \quad (13)$$

$$v_{B0} = \frac{V_d}{2} \left(\frac{2}{3}s_b - \frac{1}{3}s_a - \frac{1}{3}s_c \right) \quad (14)$$

$$v_{C0} = \frac{V_d}{2} \left(\frac{2}{3}s_c - \frac{1}{3}s_a - \frac{1}{3}s_b \right) \quad (15)$$

onde:

s_a, s_b, s_c - representam os interruptores superiores para cada braço do inversor, e o valor “1” representa que a chave do respectivo braço está ligada ou fechada, e o valor “-1” representa que a chave do respectivo braço está desligada ou aberta;

V_d - tensão do barramento CC.

Por exemplo, para o estado de comutação [P00] ou [1-1-1], as tensões de fase na carga geradas são:

$$v_{A0} = \frac{2}{3} V_d \quad v_{B0} = -\frac{1}{3} V_d \quad e \quad v_{C0} = -\frac{1}{3} V_d$$

De maneira análoga, obtêm-se as tensões de fase para cada um dos seis estados de comutação ativos utilizando as equações (13), (14) e (15), e as substituindo na equação (12), se obtêm todos os vetores no espaço. Seguindo o mesmo procedimento, todos os seis vetores ativos podem ser obtidos pela utilização da equação (16) (WU, 2006, p. 103).

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\pi/3} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (16)$$

Deve-se observar que os vetores nulos e ativos não se movem no espaço e, portanto, eles são chamados de vetores estacionários. Ao contrário, o vetor de referência \vec{V}_{ref} mostrado na Figura 20, se desloca no espaço com uma velocidade angular ω .

$$\omega = 2\pi f_1$$

onde:

f_1 - frequência fundamental da saída do inversor.

Para uma dada magnitude e posição, o vetor \vec{V}_{ref} pode ser sintetizado por três vetores estacionários ativos e nulos vizinhos em cada setor, conforme ilustrado no diagrama de vetores da Figura 20. Os estados de comutação do inversor podem ser selecionados conforme ilustrado na Figura 19, sendo que os sinais de comando para os interruptores são gerados a partir da Tabela 2. Quando \vec{V}_{ref} passa através dos setores, diferentes conjuntos de interruptores são ligados ou desligados. Como resultado, quando \vec{V}_{ref} se desloca completando uma volta no espaço, a tensão de saída do conversor varia um ciclo ao longo do tempo. A frequência de saída do inversor corresponde à rotação da velocidade \vec{V}_{ref} , enquanto que a sua tensão de saída pode ser ajustada pela magnitude de \vec{V}_{ref} .

C. Índice de Modulação e Vetor de Referência

O vetor de tensão de referência \vec{V}_{ref} é representado no plano $\alpha - \beta$. As componentes do vetor \vec{V}_{ref} no plano $\alpha - \beta$ são obtidos aplicando a transformada de Clark para reduzir a ordem do sistema trifásico em um sistema bifásico, como mostrado na Figura 21.

O módulo do vetor de referência \vec{V}_{ref} pode ser determinado pela equação (17):

$$|V_{ref}| = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (17)$$

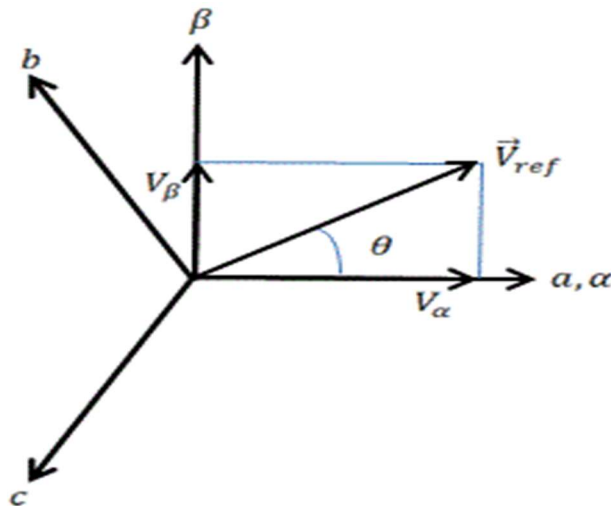
O ângulo θ do vetor de referência pode ser determinado pela equação (18):

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{v_{\alpha}(t)}{v_{\beta}(t)} = \int_0^t \omega(t) dt \quad (18)$$

O índice de modulação m_a é obtido pela relação expressa pela equação (19):

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_d} \quad (19)$$

Figura 21 - Vetor de referência nos planos **abc** e **$\alpha - \beta$**



Fonte: Autor (2016).

A magnitude máxima do vetor de referência, $V_{ref,max}$ corresponde ao raio do círculo maior, que pode ser inscrito no hexágono mostrado na Figura 22. Uma vez que o hexágono é formado por seis vetores ativos, tendo um comprimento ou módulo igual a $2V_d/3$, o vetor $V_{ref,max}$ pode ser obtido a partir da equação (20):

$$V_{ref,max} = \frac{2}{3} V_d \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} \quad (20)$$

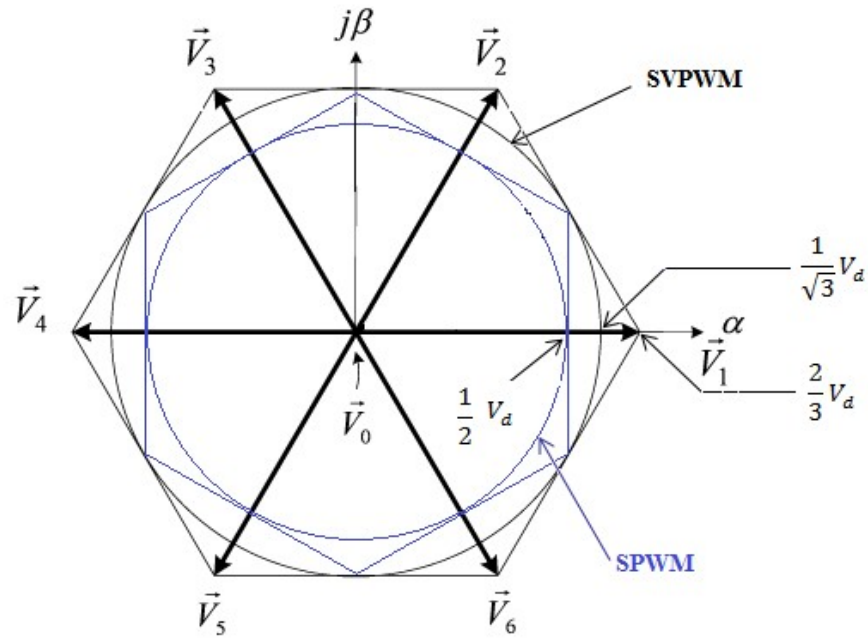
Substituindo a equação (20) na (19), obtém-se como resultado o índice de modulação máximo:

$$m_{a,max} = 1$$

A equação (21) indica que para uma dada tensão no barramento CC do inversor, a máxima tensão de linha gerada pela técnica *SVPWM* é 15,5% superior à técnica *SPWM* (WU, 2006, p. 107). A Figura 22 ilustra a magnitude máxima permissível para cada técnica.

$$\frac{V_{max,SVM}}{V_{max,SVPWM}} = 1,155 \quad (21)$$

Figura 22 - Comparação do modo de operação linear da tensão máxima permitida para as técnicas *SPWM* e *SVPWM*



Fonte: Autor (2016).

D. Tempo de Comutação e Sequência de Comutação

O tempo de comutação (*Dwell Time*) para os vetores estacionários, representa o tempo do ciclo de trabalho dos interruptores, escolhidos durante um período de amostragem T_s da estratégia de modulação. O cálculo do tempo de comutação é baseado no princípio do balanceamento de “tensão-segundo”, isto é, o produto da tensão do vetor de referência \vec{V}_{ref} pelo período de amostragem T_s é igual a soma das tensões multiplicadas pelo intervalo de tempo dos vetores escolhidos, como descrito pela equação (22).

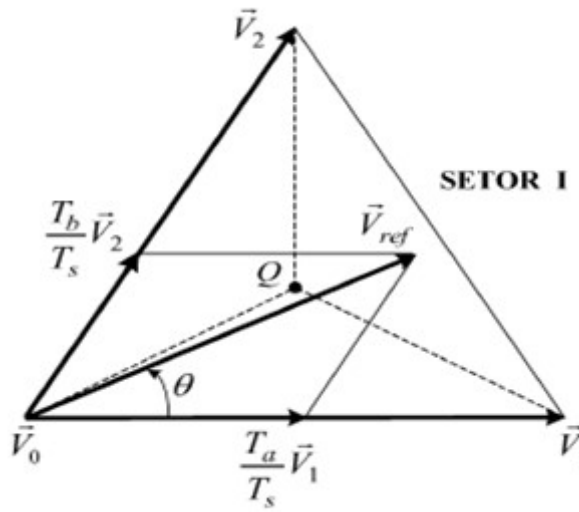
A equação de balanceamento tensão-segundo é dada por:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ref} T_s &= \vec{V}_1 T_a + \vec{V}_2 T_b + \vec{V}_0 T_0 \\ T_s &= T_a + T_b + T_0 \end{aligned} \quad (22)$$

Onde T_a, T_b e T_0 são os tempos de comutação (*dwell times*) para os vetores \vec{V}_1, \vec{V}_2 e \vec{V}_0 , respectivamente.

Supondo-se que o período de amostragem T_s é suficientemente pequeno, o vetor de referência \vec{V}_{ref} pode ser considerado constante durante o período T_s . Assumindo tal condição, \vec{V}_{ref} pode ser obtido por dois vetores ativos adjacentes e um vetor nulo. Por exemplo, quando \vec{V}_{ref} está no Setor I, tal como mostrado na Figura 23, ele pode ser sintetizado por \vec{V}_1, \vec{V}_2 e \vec{V}_0 .

Figura 23 - Vetores de tensão e tempo de comutação no setor I para o inversor de dois níveis



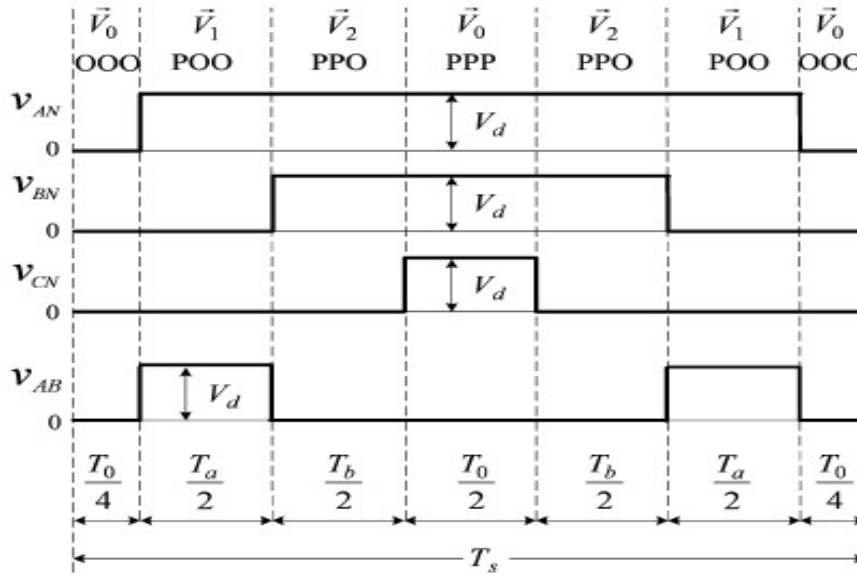
Fonte: Wu (2006).

Com os vetores no espaço selecionados e os seus tempos de comutação determinados, o próximo passo é a organizar a sequência de comutação. Em geral, o modelo da sequência de comutação para um dado vetor de referência \vec{V}_{ref} não é único, mas deve satisfazer os seguintes requisitos para a minimização da frequência de comutação dos interruptores:

- a transição de um estado de comutação para a próximo envolve apenas dois interruptores no mesmo braço do inversor, sendo um ligado e o outro desligado;
- a transição para \vec{V}_{ref} mover-se de um setor para o outro no diagrama de vetores no espaço requer nenhum ou um número mínimo de comutações.

A Figura 24 mostra a forma de onda de saída do inversor, para uma sequência de comutação típica com sete segmentos para \vec{V}_{ref} no setor I, onde \vec{V}_{ref} é sintetizado por \vec{V}_1, \vec{V}_2 e \vec{V}_0 . O período de amostragem T_s é dividido nos sete segmentos entre os vetores selecionados.

Figura 24 - Sequência de comutação de sete segmentos para \vec{V}_{ref} no Setor I



Fonte: Wu (2006).

3.2.2 Modulação Vetorial Aplicada ao Inversor de Três Níveis

Como indicado anteriormente, a operação de cada um dos braços do inversor pode ser representada pelos três estados de comutação [P], [0] e [N]. Considerando todas as três fases, para um conversor com m-níveis, tem-se que a relação entre o número de combinação dos estados dos interruptores é dada por m^3 , ou seja, para um conversor $3L-NPC$, mostrado na Figura 3, um total de 27 combinações de estados de comutação são possíveis, conforme descrito na Tabela 3.

De maneira análoga ao inversor de dois níveis, pode-se encontrar as tensões de fase na carga, utilizando as equações de (23) a (25).

$$v_{A0} = \frac{V_d}{6} (2s_a - s_b - s_c) \quad (23)$$

$$v_{B0} = \frac{V_d}{6} (2s_b - s_a - s_c) \quad (24)$$

$$v_{C0} = \frac{V_d}{6} (2s_c - s_a - s_b) \quad (25)$$

onde:

s_a, s_b, s_c - representam os interruptores superiores para cada braço do inversor assumindo os valores descritos na Tabela 3;

V_d - tensão do barramento CC.

Na Tabela 3, o índice 'x' representa as fases: a, b ou c .

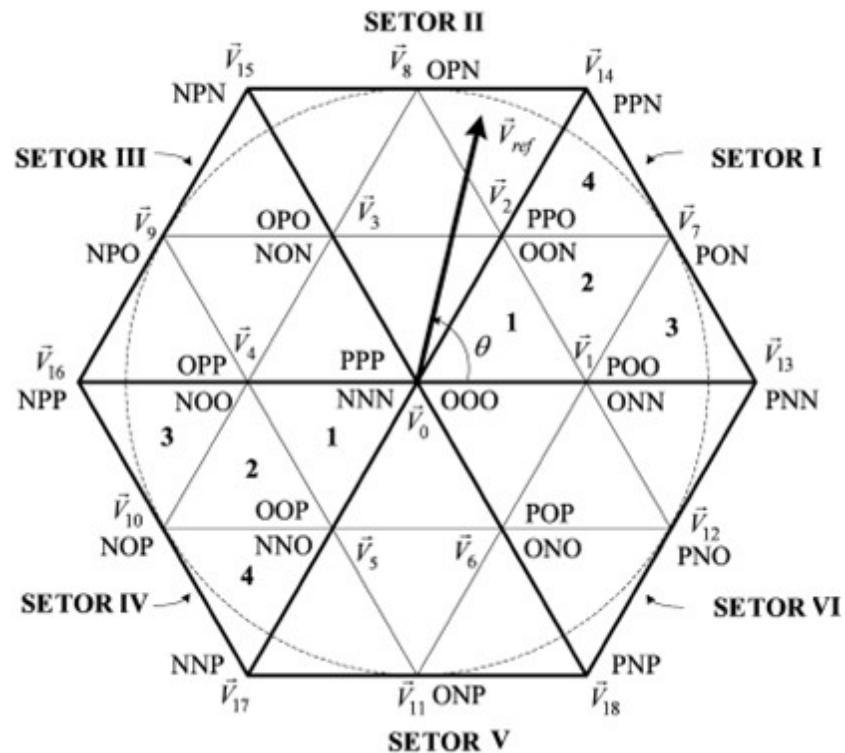
Tabela 3 – Estados dos interruptores e valores associados a s_x

| Estado do interruptor | Combinação dos Interruptores | | | | Tensão V_{AZ} | s_x |
|-----------------------|------------------------------|-------|-------|-------|-----------------|-------|
| | S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | | |
| P | 1 | 1 | 0 | 0 | +E | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| N | 0 | 0 | 1 | 1 | -E | -1 |

Fonte: Wu (2006).

Assim, a partir das equações de (23) a (25) pode-se encontrar todas as tensões de fase na carga geradas para os 24 estados de comutação ativos. Além disso, aplicando-os na matriz de transformação, dada pela equação (10) no plano $\alpha - \beta$, obtém-se todos os vetores no espaço ilustrados na Figura 25 e descritos na Tabela 4.

Figura 25 - Diagrama de vetores no espaço para o inversor de três níveis



Fonte: Wu (2006).

Com base na sua magnitude (comprimento), os vetores de tensão podem ser divididos em quatro grupos:

- ❖ vetores Nulos (\vec{V}_0), representado por três estados de comutação [PPP], [000], e [NNN].
A magnitude de \vec{V}_0 é zero;
- ❖ vetores Pequenos (\vec{V}_1 a \vec{V}_6), todos com uma magnitude de $V_d/3$. Cada vetor pequeno tem dois estados de comutação, um contendo [P] e o outro contendo [N], portanto, podem ser ainda classificados em vetores tipo P ou tipo N;
- ❖ vetores Médios (\vec{V}_7 a \vec{V}_{12}), cuja magnitude é de $\sqrt{3}V_d/3$;
- ❖ vetores Grandes (\vec{V}_{13} a \vec{V}_{18}), todos com uma magnitude de $2V_d/3$.

Tabela 4 - Vetores de tensão e estados de comutação

| Vetor | | Estado de Comutação | | V_{A0} | V_{B0} | V_{C0} | V_α | V_β | Grupo | Módulo |
|----------------|----------------|---------------------|--------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|--------------------------|---------------|-------------------------|
| \vec{V}_0 | | [PPP][OOO][NNN] | | | | | | | Vetor nulo | 0 |
| | | Tipo P | Tipo N | | | | | | Vetor Pequeno | $\frac{1}{3}V_d$ |
| \vec{V}_1 | \vec{V}_{1P} | [POO] | | $\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{V_d}{6}$ | $\frac{V_d}{3}$ | 0 | | |
| | \vec{V}_{1N} | | [ONN] | | | | | | | |
| \vec{V}_2 | \vec{V}_{2P} | [PPO] | | $\frac{V_d}{6}$ | $\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $\frac{V_d}{6}$ | $\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | | |
| | \vec{V}_{2N} | | [OON] | | | | | | | |
| \vec{V}_3 | \vec{V}_{3P} | [OPO] | | $-\frac{V_d}{6}$ | $\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{V_d}{6}$ | $\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | | |
| | \vec{V}_{3N} | | [NON] | | | | | | | |
| \vec{V}_4 | \vec{V}_{4P} | [OPP] | | $-\frac{V_d}{3}$ | $\frac{V_d}{6}$ | $\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{V_d}{3}$ | 0 | | |
| | \vec{V}_{4N} | | [NOO] | | | | | | | |
| \vec{V}_5 | \vec{V}_{5P} | [OOP] | | $-\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{V_d}{6}$ | $\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | | |
| | \vec{V}_{5N} | | [NNO] | | | | | | | |
| \vec{V}_6 | \vec{V}_{6P} | [POP] | | $\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $\frac{V_d}{6}$ | $\frac{V_d}{6}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | | |
| | \vec{V}_{6N} | | [ONO] | | | | | | | |
| \vec{V}_7 | | [PON] | | $\frac{V_d}{2}$ | 0 | $-\frac{V_d}{2}$ | $\frac{V_d}{2}$ | $\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | Vetor Médio | $\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$ |
| \vec{V}_8 | | [OPN] | | 0 | $\frac{V_d}{2}$ | $-\frac{V_d}{2}$ | 0 | $\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$ | | |
| \vec{V}_9 | | [NPO] | | $-\frac{V_d}{2}$ | $\frac{V_d}{2}$ | 0 | $-\frac{V_d}{2}$ | $\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | | |
| \vec{V}_{10} | | [NOP] | | $-\frac{V_d}{2}$ | 0 | $\frac{V_d}{2}$ | $-\frac{V_d}{2}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | | |
| \vec{V}_{11} | | [ONP] | | 0 | $-\frac{V_d}{2}$ | $\frac{V_d}{2}$ | 0 | $-\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$ | | |
| \vec{V}_{12} | | [PNO] | | $\frac{V_d}{2}$ | $-\frac{V_d}{2}$ | 0 | $\frac{V_d}{2}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{6}V_d$ | | |
| \vec{V}_{13} | | [PNN] | | $\frac{2}{3}V_d$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $\frac{2}{3}V_d$ | 0 | Vetor Grande | $\frac{2}{3}V_d$ |
| \vec{V}_{14} | | [PPN] | | $\frac{V_d}{3}$ | $\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{2}{3}V_d$ | $\frac{V_d}{3}$ | $\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$ | | |
| \vec{V}_{15} | | [NPN] | | $-\frac{V_d}{3}$ | $\frac{2}{3}V_d$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$ | | |
| \vec{V}_{16} | | [NPP] | | $-\frac{2}{3}V_d$ | $\frac{V_d}{3}$ | $\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{2}{3}V_d$ | 0 | | |
| \vec{V}_{17} | | [NNP] | | $-\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $\frac{2}{3}V_d$ | $-\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$ | | |
| \vec{V}_{18} | | [PNP] | | $\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{2}{3}V_d$ | $\frac{V_d}{3}$ | $\frac{V_d}{3}$ | $-\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$ | | |

Fonte: Autor (2016).

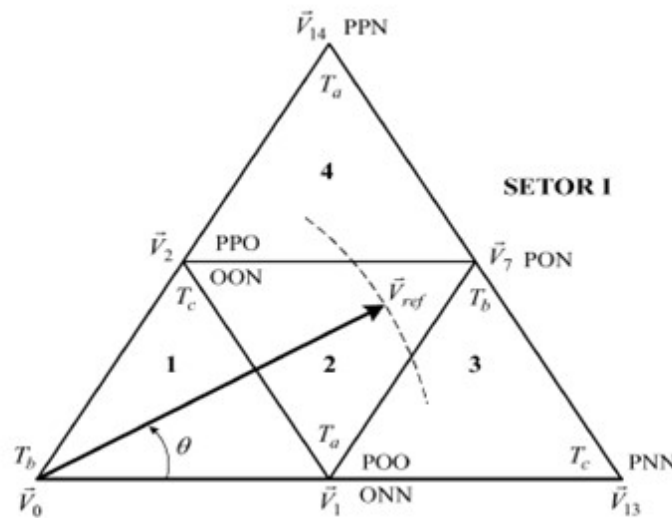
A. Tempo de Comutação

Para facilitar a determinação do tempo de comutação, o diagrama de vetores no espaço mostrado na Figura 25, pode ser dividido em seis setores triangulares (I a VI), cada um dos quais pode ser dividido em quatro regiões triangulares (1 a 4). Semelhante ao algoritmo *SVPWM*, para o inversor de dois níveis, o vetor \vec{V}_{ref} pode ser sintetizado por três vetores estacionários vizinhos. A determinação do tempo de comutação também se baseia no princípio do balanceamento “tensão-segundo”, isto é, o produto da tensão de referência \vec{V}_{ref} pelo período de amostragem T_s é igual a soma das tensões multiplicadas pelo intervalo de tempo dos vetores escolhidos, como definido pela equação (26). Por exemplo, quando \vec{V}_{ref} cai no setor I tal como mostrado na Figura 26, ele pode ser sintetizado por \vec{V}_1 , \vec{V}_2 e \vec{V}_7 .

$$\begin{aligned}\vec{V}_{ref}T_s &= \vec{V}_1T_a + \vec{V}_7T_b + \vec{V}_2T_c \\ T_s &= T_a + T_b + T_c\end{aligned}\quad (26)$$

Onde T_a, T_b e T_c são tempos de comutação (*dwell times*) para os vetores \vec{V}_1, \vec{V}_7 e \vec{V}_2 , respectivamente.

Figura 26 - Vetores de tensão e tempo de comutação no Setor I para o inversor de três níveis



Fonte: Wu (2006).

As equações descritas na Tabela 5, e obtidas de (WU, 2006, p. 153), são utilizadas para determinar os tempos de comutação para \vec{V}_{ref} no setor I. Para \vec{V}_{ref} nos setores (II a VI), um

múltiplo de $\pi/3$, adequado ao setor atual, deve ser subtraído ao deslocamento angular atual θ , de tal forma que o ângulo modificado esteja no intervalo entre zero e $\pi/3$.

Tabela 5 - Cálculo dos tempos de comutação

| Region | T_a | | T_b | | T_c | |
|--------|----------------|--|-------------|--|----------------|--|
| 1 | \vec{V}_1 | $T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$ | \vec{V}_0 | $T_s \left[1 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$ | \vec{V}_2 | $T_s [2m_a \sin \theta]$ |
| 2 | \vec{V}_1 | $T_s [1 - 2m_a \sin \theta]$ | \vec{V}_7 | $T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) - 1 \right]$ | \vec{V}_2 | $T_s \left[1 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$ |
| 3 | \vec{V}_1 | $T_s \left[2 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$ | \vec{V}_7 | $T_s [2m_a \sin \theta]$ | \vec{V}_{13} | $T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1 \right]$ |
| 4 | \vec{V}_{14} | $T_s [2m_a \sin \theta - 1]$ | \vec{V}_7 | $T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$ | \vec{V}_2 | $T_s \left[2 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$ |

Fonte: Wu (2006).

B. Requisitos da Sequência de Comutação

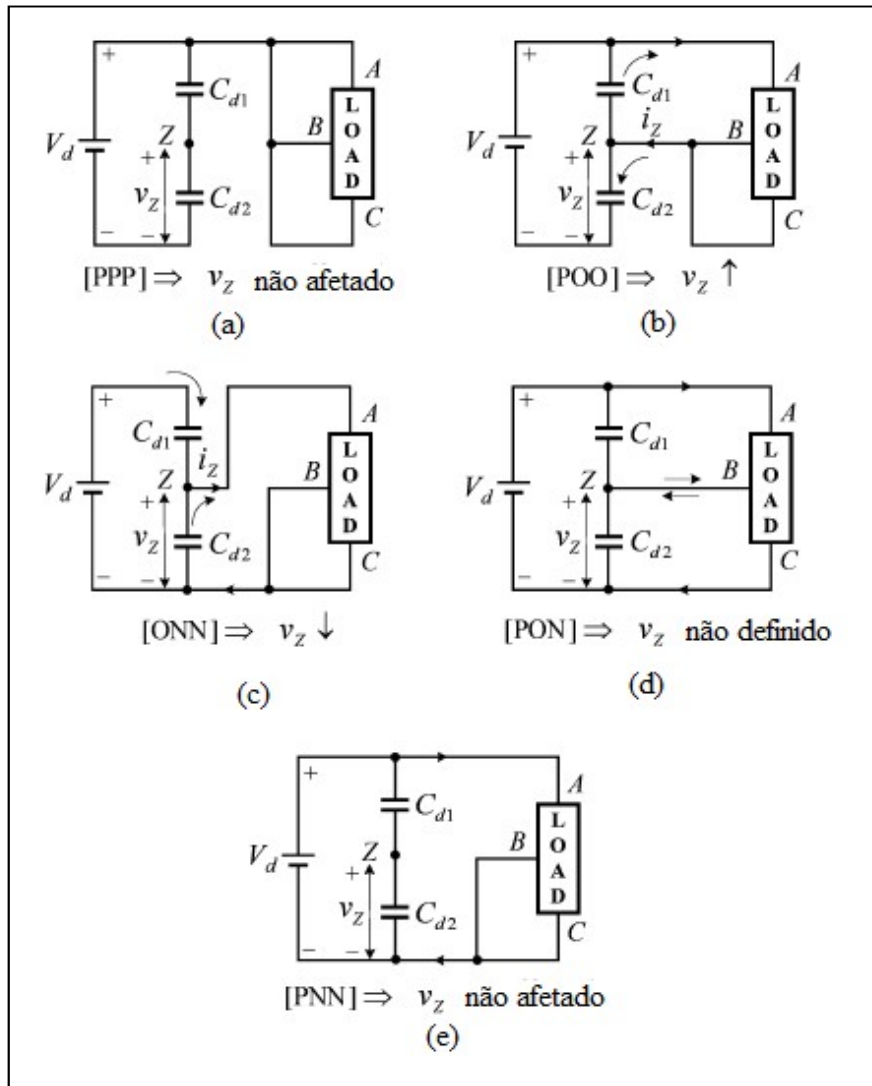
Considerando-se os dois requisitos apresentados para o inversor de dois níveis, ao se projetar a sequência de comutação para o conversor três níveis, os requisitos gerais devem ser os seguintes:

- a) a transição de um estado de comutação para o próximo envolve apenas dois interruptores no mesmo braço do inversor, sendo um ligado e o outro desligado;
- b) a transição para \vec{V}_{ref} mover-se de um setor para o outro no diagrama de vetores no espaço requer nenhum ou um número mínimo de comutações;
- c) o efeito do estado de comutação sobre o desvio de tensão no ponto neutro é minimizado.

C. Efeito dos Estados de Comutação no Desvio da Tensão do Ponto Neutro

O efeito dos estados de comutação sobre a variação de tensão no ponto de neutro é ilustrado na Figura 27.

Figura 27 - Efeito dos estados de comutação no desvio da tensão no ponto neutro: (a) vetores nulos; (b) vetores pequenos Tipo-P; (c) vetores pequenos Tipo-N; (d) vetores médios; (e) vetores grandes



Fonte: Wu (2006, p. 155).

Assim, conforme exposto em (WU, 2006), pode-se resumir que:

- ❖ o vetor nulo \vec{V}_0 não afeta a tensão do ponto neutro (Figura 27(a));
- ❖ vetores pequenos \vec{V}_1 a \vec{V}_6 têm influência dominante em V_z . Um vetor pequeno Tipo-P faz V_z crescer (Figura 27(b)), enquanto um vetor pequeno Tipo-N faz V_z reduzir (Figura 27(c));
- ❖ vetores médios \vec{V}_7 a \vec{V}_{12} também afetam V_z , mas a direção do desvio de tensão é indefinida (Figura 27(d));
- ❖ os vetores grandes \vec{V}_{13} a \vec{V}_{18} não desempenham nenhum papel no desvio de tensão no ponto neutro (Figura 27(e)).

D. Sequência de Comutação com Mínimo Desvio da Tensão no Ponto Neutro

Para minimizar o desvio da tensão no ponto neutro, o tempo de comutação de um vetor pequeno pode ser igualmente distribuído entre os estados de comutação do Tipo-P e os estados do Tipo-N, ao longo de um período de amostragem T_s . Dependendo da região triangular, em que o vetor de referência \vec{V}_{ref} se encontra. Assim, dois casos devem ser considerados:

1) Um vetor pequeno entre três vetores selecionados:

Quando o vetor referência \vec{V}_{ref} se encontra na região 3 ou 4, apenas um dos três vetores selecionados é um vetor pequeno. Assumindo que \vec{V}_{ref} esteja na região 4, que pode ser sintetizado pelos vetores \vec{V}_2, \vec{V}_7 e \vec{V}_{14} , o vetor pequeno \vec{V}_2 pode possuir dois estados de comutação [PPO] e [OON], como descrito na Tabela 4. Para minimizar o desvio da tensão no ponto neutro, o tempo de comutação para \vec{V}_2 deve ser igualmente distribuído entre os estados do Tipo-P e Tipo-N. A Figura 28 mostra a sequência de comutação típica para os sete segmentos do conversor *NPC*.

Desta forma, pode-se observar que:

- ❖ os tempos de comutação para os sete segmentos, devem ser somados até atingir o período de amostragem T_s , do padrão *PWM*: $T_s = T_a + T_b + T_c$;
- ❖ o requisito de projeto (a) da sequência de comutação é satisfeito;
- ❖ o tempo de comutação T_c para \vec{V}_2 é igualmente dividido entre os estados do Tipo-P e Tipo-N. Com isso, se satisfaz o requisito de projeto (c) da sequência de comutação;
- ❖ entre os quatro interruptores de comutação de um braço do inversor, apenas dois são ligados e desligados uma vez por período de amostragem. Com isso, a frequência de comutação para os dispositivos é metade da frequência de amostragem f_{sp} :

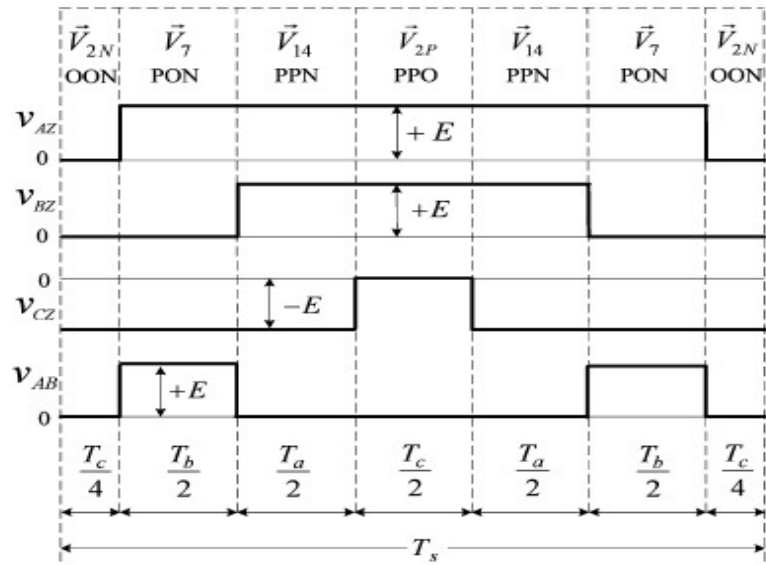
$$f_{sw,dev} = \frac{f_{sp}}{2} = \frac{1}{2T_s} \quad (27)$$

onde:

f_{sp} - frequência de amostragem;

T_s - período de amostragem.

Figura 28 - Sequência de comutação de sete segmentos para \vec{V}_{ref} no Setor I e Região 4

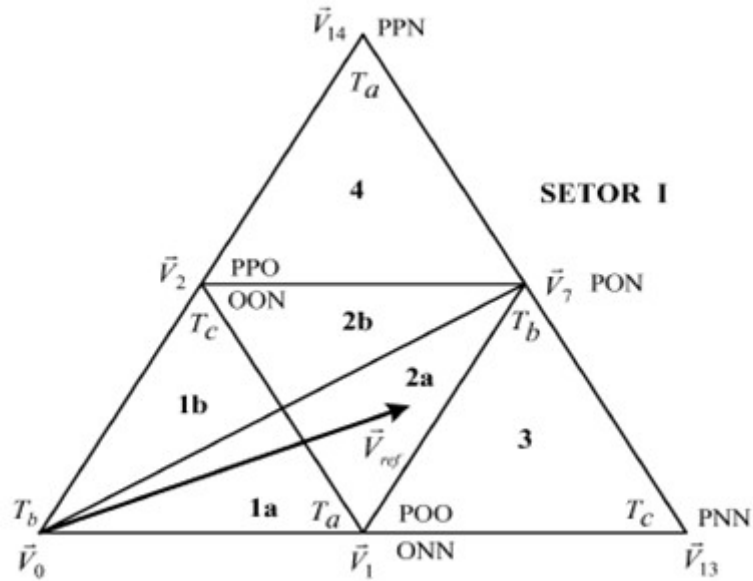


Fonte: Wu (2006).

2) Dois vetores pequenos entre três vetores selecionados:

Quando o vetor referência \vec{V}_{ref} estiver na região 1 ou 2, dois dos três vetores selecionados são vetores pequenos. Para reduzir o desvio da tensão no ponto neutro, cada uma das duas regiões é ainda dividida em duas sub-regiões, como mostrado na Figura 29. Assumindo que \vec{V}_{ref} esteja na região 2a, \vec{V}_{ref} pode ser sintetizado pelos vetores \vec{V}_1 , \vec{V}_2 e \vec{V}_7 . Desde que o vetor \vec{V}_{ref} esteja mais perto de \vec{V}_1 do que de \vec{V}_2 , o tempo de comutação T_a correspondente para \vec{V}_1 é mais longo do que o tempo de comutação T_c para \vec{V}_2 . Neste caso, o vetor \vec{V}_1 será referido como um vetor pequeno dominante, cujo tempo de permanência é dividido igualmente entre \vec{V}_{1P} e \vec{V}_{1N} como descrito na Tabela 6.

Figura 29 - Divisão das seis regiões do Setor I para minimizar o desvio de tensão no ponto neutro



Fonte: Wu (2006).

Tabela 6 - Sequência de comutação de sete segmentos para \vec{V}_{ref} no setor I e região 2a

| Segmento | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|---------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Vetor | \vec{V}_{1N} | \vec{V}_{2N} | \vec{V}_7 | \vec{V}_{1P} | \vec{V}_7 | \vec{V}_{2N} | \vec{V}_{1N} |
| Estado de Comutação | ONN | OON | PON | POO | PON | OON | ONN |
| Tempo de Comutação | $\frac{T_a}{4}$ | $\frac{T_c}{2}$ | $\frac{T_b}{2}$ | $\frac{T_a}{2}$ | $\frac{T_b}{2}$ | $\frac{T_c}{2}$ | $\frac{T_a}{4}$ |

Fonte: Autor (2016).

De forma análoga, se o vetor \vec{V}_{ref} estiver na região 2b, o vetor \vec{V}_2 será referido como o vetor pequeno dominante. Com isso, uma comutação adicional ocorre quando \vec{V}_{ref} move-se da região “a” para “b” dentro de um setor. A representação gráfica desta condição está ilustrada na Figura 30. Em tal representação, os círculos grandes e pequenos são as trajetórias do vetor \vec{V}_{ref} , e os pontos representam a localização onde surgem uma comutação adicional. Assim, a frequência de comutação média para os interruptores fica aumentada, e é dada por:

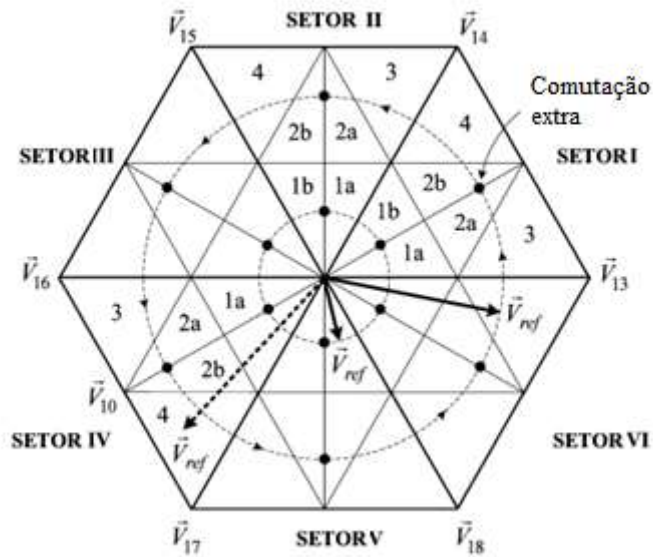
$$f_{sw,dev} = \frac{f_{sp}}{2} + \frac{f_1}{2} \quad (28)$$

onde:

f_{sp} - frequência de amostragem;

f_1 - frequência fundamental.

Figura 30 - Representação gráfica de comutações adicionais quando \vec{V}_{ref} move-se da região “a” para “b”



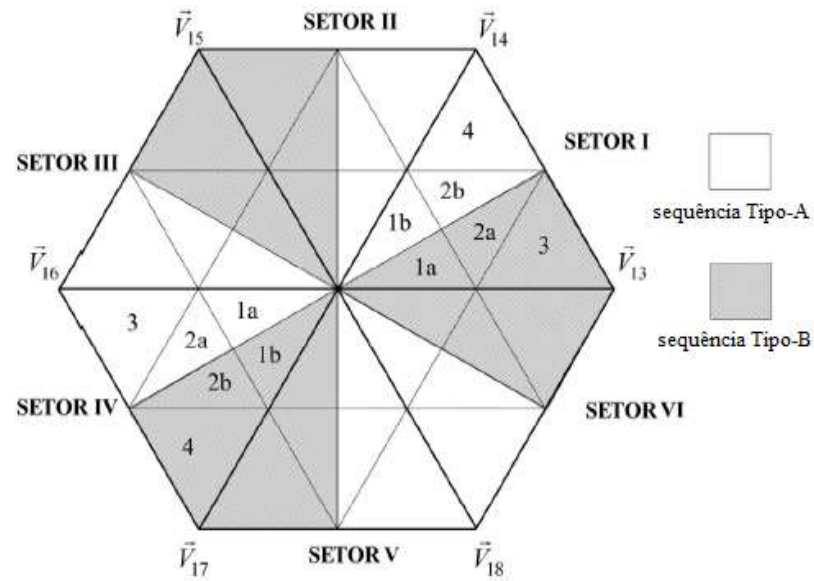
Fonte: Wu (2006).

3.2.3 Modulação Vetorial com Eliminação de Harmônicas Pares

Segundo (FENG et al., 2005), a estratégia *SVPWM* convencional, normalmente, produz tensões e correntes harmônicas de ordem par na entrada dos retificadores *NPC*. Para satisfazer os requisitos, estabelecidos pelos padrões da *IEEE 519-1992*, é proposto pelo autor, uma nova estratégia de modulação vetorial para os retificadores *NPC*. Neste trabalho, tal estratégia foi definida como *EHP-SVPWM*. Esta estratégia pode eliminar uniformemente os harmônicos de ordem par produzidos pelo método *SVPWM* convencional.

De acordo com (WU, 2006; FENG et al., 2005), a sequência de comutação de sete segmentos para o método *SVPWM*, inicia-se e termina sendo formado por vetores pequenos, os quais podem ser do Tipo-P ou do Tipo-N. As sequências chamadas do Tipo-A, iniciam com vetores pequenos do Tipo-N, e sequências chamadas do Tipo-B, iniciam com vetores pequenos do Tipo-P. No método *EHP-SVPWM* as sequências do Tipo-A e do Tipo-B são utilizadas alternadamente, como ilustrado na Figura 31. No método *SVPWM* convencional, apenas a sequência de comutação do Tipo-A é aplicada.

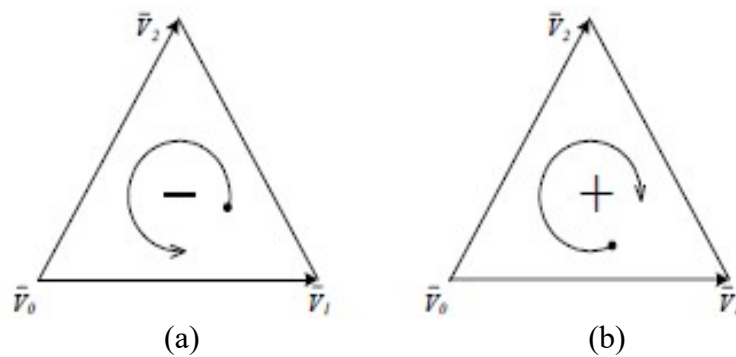
Figura 31 - Sequências de comutação Tipo-A e Tipo-B



Fonte: Wu (2006).

Outra característica atribuída a uma sequência de comutação é o sentido de rotação dos três vetores que compõem uma região, conforme ilustrado pelo diagrama vetorial da Figura 32.

Figura 32 - Sentido de rotação para sequência de comutação: (a) Sequência I; (b) Sequência II



Fonte: Feng e outros (2005).

A Tabela 7 mostra duas sequências de comutação de sete segmentos para \vec{V}_{ref} localizado no setor I e região 1a. Na sequência I, os vetores se deslocam no diagrama vetorial no sentido anti-horário nos quatro primeiros segmentos, enquanto que na sequência II, os vetores giram no sentido horário. Ambas sequências de comutações satisfazem o requisito (a).

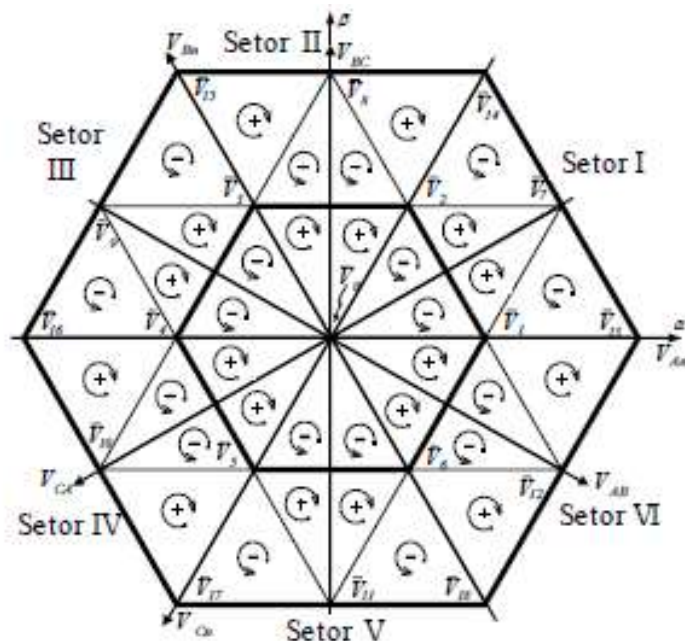
Tabela 7 - Sequências de comutação Tipo-A e Tipo-B para setor I e região 1a

| Segmento | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|--------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| Sequência I | \vec{V}_{1N} | \vec{V}_{2N} | \vec{V}_0 | \vec{V}_{1P} | \vec{V}_0 | \vec{V}_{2N} | \vec{V}_{1N} |
| | ONN | OON | OOO | POO | OOO | OON | ONN |
| Sequência II | \vec{V}_{1P} | \vec{V}_0 | \vec{V}_{2N} | \vec{V}_{1N} | \vec{V}_{2N} | \vec{V}_0 | \vec{V}_{1P} |
| | POO | OOO | OON | ONN | OON | OOO | POO |

Fonte: Autor (2016).

O requisito (b) é utilizado para minimizar o número de comutações quando o vetor de referência \vec{V}_{ref} move-se de uma região para outra. A Figura 33 ilustra um exemplo das sequências de comutação, que satisfazem ambos requisitos, para todas as regiões triangulares do diagrama de vetores no espaço, presentes no método *SVPWM* convencional.

Figura 33 - Sentido de rotação da sequência de comutação para a estratégia *SVPWM* convencional



Fonte: Feng e outros (2005).

De acordo com (FENG et al., 2005), formas de onda com meios ciclos simétricos não contêm quaisquer harmônicos de ordem par. Para se obter uma simetria de meia onda, a sequência de comutação deve ser disposta de tal modo que a tensão de fase do conversor, a partir do vetor de referência \vec{V}_{ref} em duas regiões quaisquer, seja simétrica em relação à origem do diagrama de vetores no espaço. Como resultado, deve-se ter uma imagem refletida da tensão de fase nas duas regiões dispostas de 180°.

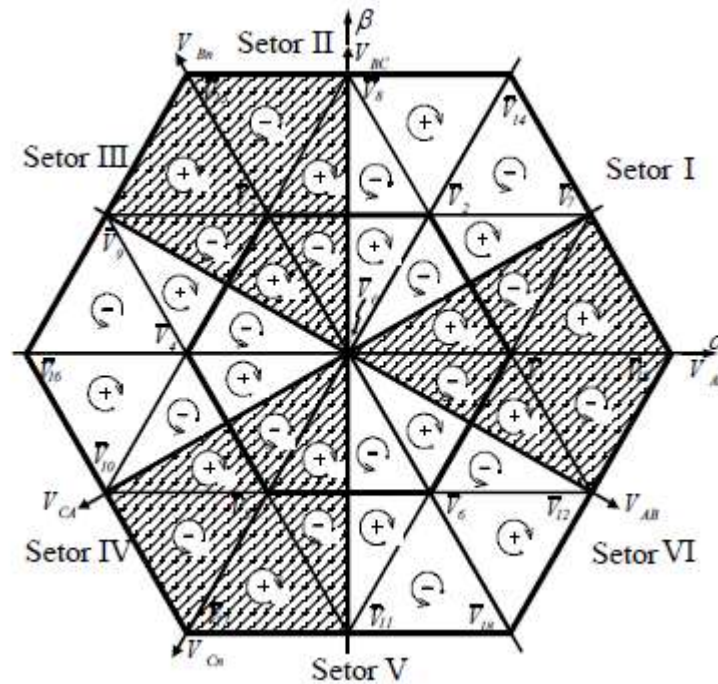
Figura 35 - Sequência de comutação e tensão de linha V_{AB} para \vec{V}_{ref} no setor I/ região 1b e setor IV/ região 1b

| Segmento | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|--|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| Sequência I-1b Tipo-A Direção (-) | \vec{V}_{2N} OON | \vec{V}_0 OOO | \vec{V}_{1P} POO | \vec{V}_{2P} PPO | \vec{V}_{1P} POO | \vec{V}_0 OOO | \vec{V}_{2N} OON |
| V_{AB} | | | +E | | +E | | |
| Sequência IV-1b Tipo-A Direção (+) | \vec{V}_{5N} NNO | \vec{V}_{4N} NOO | \vec{V}_0 OOO | \vec{V}_{5P} OOP | \vec{V}_0 OOO | \vec{V}_{4N} NOO | \vec{V}_{5N} NNO |
| V_{AB} | | -E | | | | -E | |
| Sequência IV-1b Tipo-B Direção (-) Modificada | \vec{V}_{5P} OOP | \vec{V}_0 OOO | \vec{V}_{4N} NOO | \vec{V}_{5N} NNO | \vec{V}_{4N} NOO | \vec{V}_0 OOO | \vec{V}_{5P} OOP |
| V_{AB} | | | -E | | -E | | |

Fonte: Feng e outros (2005).

Assim, para eliminar os harmônicos de ordem par de V_{AB} , sequências de comutação do Tipo-A e Tipo-B são utilizadas alternativamente em todas as regiões triangulares do diagrama de vetores no espaço, como ilustrado na Figura 36.

Figura 36 - Sentido de rotação da sequência de comutação para o método *EHP-SVPWM*



Fonte: Feng e outros (2005).

Comparando o método *SVPWM* convencional com o método modificado *EHP-SVPWM*, verifica-se um ligeiro aumento na frequência de comutação quando se emprega o método *EHP-SVPWM*. Com isso, a frequência de comutação média dos interruptores torna-se:

$$f_{sw,dev} = \frac{f_{sp}}{2} + f_1 \quad (29)$$

onde:

f_{sp} - frequência de amostragem;

f_1 - frequência fundamental.

4. DESENVOLVIMENTO E VALIDAÇÃO DO ALGORITMO *SVPWM* PARA O CONVERSOR *3L-NPC*

Com o objetivo de validar e depois realizar comparações, foram implementados dois algoritmos para modulação *SVPWM*, propostos por (WU, 2006; FENG et al., 2005): (i) estratégia *SVPWM* convencional e (ii) estratégia com eliminação de harmônicos pares *EHP-SVPWM*. As estratégias de modulação foram desenvolvidas e implementadas no *software* de simulação *PSCAD/EMTDC*, versão V4.2.0. Os parâmetros de tempo utilizados para *Solution Time Step* e *Channel Plot Step* foram $1\mu s$ e $5\mu s$ respectivamente.

Foram também comparados os resultados experimentais apresentados em (WU, 2006; FENG et al., 2005) com os resultados obtidos por simulação dos modelos implementados no *PSCAD/EMTDC*. Com isso, foi possível validar os algoritmos, verificar o funcionamento adequado, bem como a eficácia da técnica, e assim, aplicá-los aos conversores *3L-NPC*.

4.1 IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORÍTMO

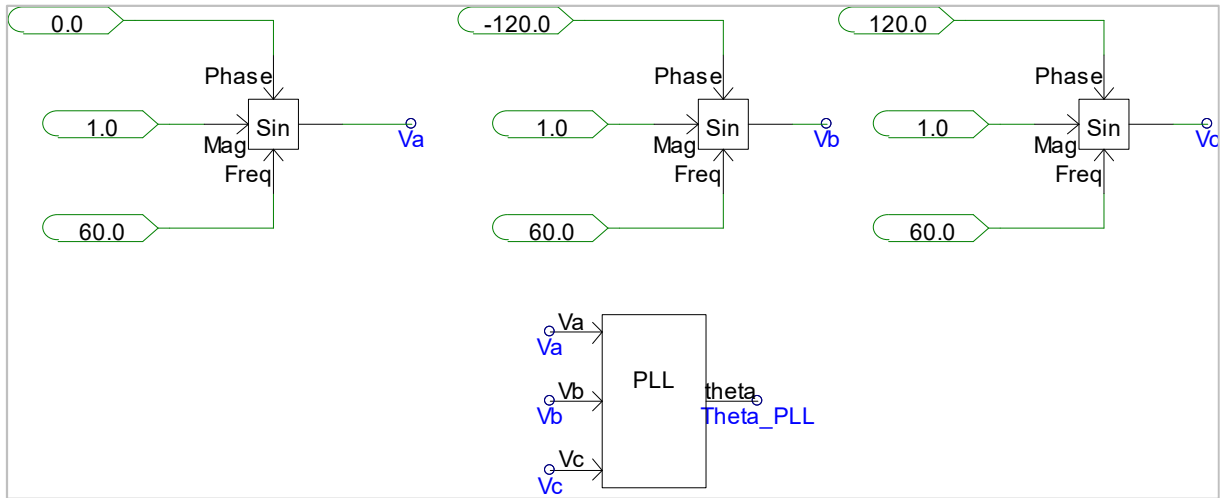
A implementação do algoritmo é realizada basicamente em 4 etapas:

- ❖ determinação do módulo e ângulo θ vetor referência \vec{V}_{ref} no plano $\alpha - \beta$;
- ❖ localização do setor e região no qual o vetor referencia \vec{V}_{ref} se encontra;
- ❖ determinação dos tempos de comutação;
- ❖ determinação da sequência de comutação dos interruptores.

4.1.1 Determinação do Módulo e Ângulo θ do Vetor Referência

O vetor de tensão de referência \vec{V}_{ref} , determinado no plano bidimensional $\alpha - \beta$, é obtido pela transformada descrita pela equação (12), a partir de um plano tridimensional que contém os vetores das três fases moduladoras, e o seu módulo é obtido através da equação (17). O índice de modulação m_a é obtido a partir da equação (19). Contudo, para efeito de simplificação, o índice de modulação, que pode variar entre $0 < m_a < 1$, é definido previamente e inserido no algoritmo. Já, o ângulo θ do vetor de referência \vec{V}_{ref} , é calculado pelo bloco *PLL* da biblioteca do *PSCAD/EMTDC*, o qual está ilustrado na Figura 37.

Figura 37 - Bloco PLL no PSCAD/EMTDC



Fonte: Autor (2016).

4.1.2 Localização do Setor e Região

Após a determinação do vetor de referência \vec{V}_{ref} no plano $\alpha - \beta$, passa-se para a etapa de determinação dos setores, quais sejam:

Se θ está entre $0^\circ < \theta < 60^\circ$, então \vec{V}_{ref} está no Setor I;

Se θ está entre $60^\circ < \theta < 120^\circ$, então \vec{V}_{ref} está no Setor II;

Se θ está entre $120^\circ < \theta < 180^\circ$, então \vec{V}_{ref} está no Setor III;

Se θ está entre $180^\circ < \theta < 240^\circ$, então \vec{V}_{ref} está no Setor IV;

Se θ está entre $240^\circ < \theta < 300^\circ$, então \vec{V}_{ref} está no Setor V;

Se θ está entre $300^\circ < \theta < 360^\circ$, então \vec{V}_{ref} está no Setor VI.

Para a determinação das regiões utilizou-se o método proposto em (KOCALMIS; SUNTER, 2006), onde o vetor de referência \vec{V}_{ref} é normalizado e decomposto em outros dois vetores, no mesmo setor em que se encontra. Para exemplificar, considere que \vec{V}_{ref} esteja localizado no setor I, como ilustrado na Figura 38(a). Assim, a amplitude do vetor de referência é normalizada no diagrama de vetores, sendo estabelecido que as regiões triangulares possuem comprimentos unitários. Dessa forma, o vetor de referência \vec{V}_{ref} normalizado, definido por m_n é decomposto nos eixos localizados em 0° e 60° . Resulta-se então, nas projeções m_1 e m_2 respectivamente, conforme ilustrado na Figura 38(b). Dessa forma, obtém-se as projeções dos vetores m_1 e m_2 em relação ao vetor normalizado m_n , dadas por:

$$m_2 = a = \frac{b}{\sin \pi/3} = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \frac{2}{\sqrt{3}} b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \theta \quad (30)$$

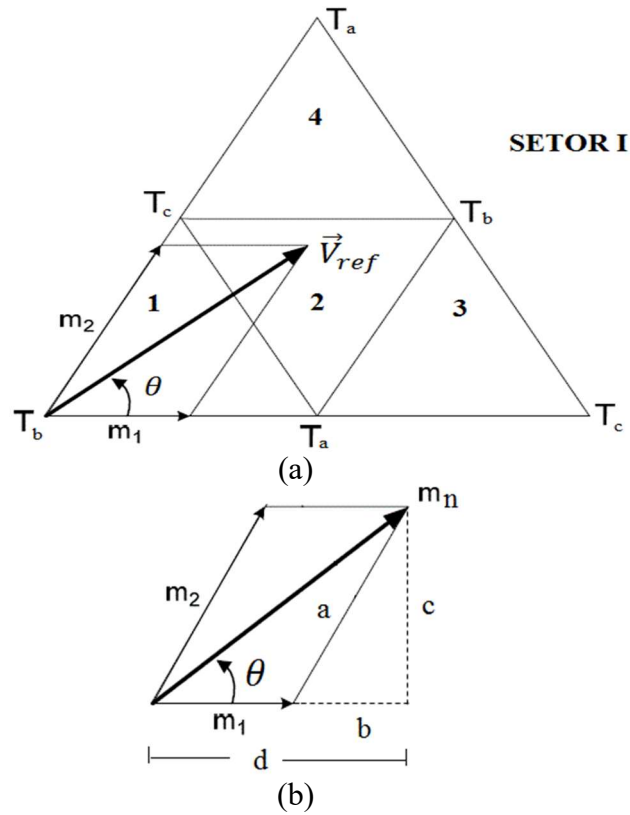
$$m_1 = m_n \cos \theta - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \theta \right) \cos \pi/3$$

$$m_1 = m_n \left(\cos \theta - \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} \right) \quad (31)$$

Como mostrado na Figura 22, o valor do raio do círculo circunscrito no hexágono é igual a $1/\sqrt{3} V_d$, o que equivale a um índice de modulação m_a unitário. O valor máximo possível no diagrama dos vetores é $2V_d/3$, o que equivale ao vetor unitário normatizado m_n . Com isso, se obtém a relação entre m_n e m_a :

$$m_n = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a \quad (32)$$

Figura 38 - Diagrama de vetor no espaço para \vec{V}_{ref} no setor I: (a) representação de \vec{V}_{ref} no Setor I; (b) representação do vetor m_n em função de m_1 e m_2



Fonte: Kocalmis e Sunter (2006).

Ao aplicar o índice de modulação m_a , definido na equação (32), se obtém o vetor normatizado m_n . As projeções m_1 e m_2 são obtidas aplicando o ângulo θ do vetor de referência

\vec{V}_{ref} nas equações (30) e (31). Como todos os triângulos circunscritos em cada setor são simétricos, pode-se determinar as regiões em que se encontram os vetores, utilizando as seguintes regras:

Se m_1, m_2 e $(m_1 + m_2) < 0.5$, então \vec{V}_{ref} está na Região 1;

Se $m_1 > 0.5$, então \vec{V}_{ref} está na Região 3;

Se $m_2 > 0.5$, então \vec{V}_{ref} está na Região 4;

Se m_1 e $m_2 < 0.5$ e $(m_1 + m_2) > 0.5$, então \vec{V}_{ref} está na Região 2.

4.1.3 Tempos de comutação

A determinação dos tempos de comutação, para as diferentes regiões, é realizada a partir das equações listadas na Tabela 5. A fim de ajustar o ângulo θ , para a determinação do tempo de comutação, para os diferentes setores, emprega-se a equação (33):

$$\theta' = \theta - (setor - 1) \pi / 3 \quad (33)$$

onde:

θ' - ângulo ajustado para utilização da Tabela 5;

$setor$ - número equivalente ao setor, que se encontra entre: $1 \leq setor \leq 6$.

4.1.4 Sequência de comutação

As sequências de comutação para os setores I e II, apresentadas em (WU, 2006), e descritas na Tabela 8, são utilizadas na implementação do algoritmo para a modulação *SVPWM* convencional. Para os demais setores, utiliza-se as sequências de comutação descritas na Tabela 8. Entretanto, deve-se seguir o sentido de rotação das sequências de comutação ilustradas na Figura 33.

Tabela 8- Sequência de comutação para a estratégia *SVPWM* convencional para os setores I e II

| Setor I | | | | | | | | | | | | |
|----------|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|
| Seg | 1a | | 1b | | 2a | | 2b | | 3 | | 4 | |
| 1st | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2N} | [OON] |
| 2nd | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_{13} | [PNN] | \vec{V}_7 | [PON] |
| 3rd | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_{14} | [PPN] |
| 4th | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2P} | [PPO] |
| 5th | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_{14} | [PPN] |
| 6th | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_{13} | [PNN] | \vec{V}_7 | [PON] |
| 7th | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2N} | [OON] |
| Setor II | | | | | | | | | | | | |
| Seg | 1a | | 1b | | 2a | | 2b | | 3 | | 4 | |
| 1st | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3N} | [NON] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3N} | [NON] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3N} | [NON] |
| 2nd | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_{15} | [NPN] |
| 3rd | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_{14} | [PPN] | \vec{V}_8 | [OPN] |
| 4th | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{3P} | [OPO] |
| 5th | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_{14} | [PPN] | \vec{V}_8 | [OPN] |
| 6th | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_{15} | [NPN] |
| 7th | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3N} | [NON] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3N} | [NON] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3N} | [NON] |

Fonte: Wu (2006).

As sequências de comutação para os setores I e II, apresentadas em (WU, 2006), e descritas na Tabela 9, são utilizadas na implementação do algoritmo para a modulação *EHP-SVPWM* com eliminação dos harmônicos pares. Para os outros setores, utiliza-se as sequências de comutação descritas na Tabela 9. Deve-se também, seguir o sentido de rotação das sequências de comutação mostradas na Figura 36.

Tabela 9 - Sequência de comutação para a estratégia *EHP-SVPWM* para os setores I e II

| Setor I | | | | | | | | | | | |
|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|
| 1a | | 1b | | 2a | | 2b | | 3 | | 4 | |
| \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] |
| \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_7 | [PON] |
| \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{13} | [PNN] | \vec{V}_{14} | [PPN] |
| \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{1N} | [ONN] | \vec{V}_{2P} | [PPO] |
| \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{13} | [PNN] | \vec{V}_{14} | [PPN] |
| \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_7 | [PON] | \vec{V}_7 | [PON] |
| \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{1P} | [POO] | \vec{V}_{2N} | [OON] |
| Setor II | | | | | | | | | | | |
| 1a | | 1b | | 2a | | 2b | | 3 | | 4 | |
| \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] |
| \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_8 | [OPN] |
| \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{14} | [PPN] | \vec{V}_{15} | [NPN] |
| \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{3N} | [NON] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{3N} | [NON] | \vec{V}_{2P} | [PPO] | \vec{V}_{3N} | [NON] |
| \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{14} | [PPN] | \vec{V}_{15} | [NPN] |
| \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_0 | [OOO] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_8 | [OPN] | \vec{V}_8 | [OPN] |
| \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] | \vec{V}_{2N} | [OON] | \vec{V}_{3P} | [OPO] |

Fonte: Wu (2006).

4.1.5 Simulação do Algoritmo *SVPWM*

Os parâmetros disponíveis no estudo de simulação realizados por (WU, 2006) foram implementados no modelo desenvolvido no *PSCAD/EMTDC*, quais sejam:

$f_1 = 60\text{Hz}$, frequência fundamental;

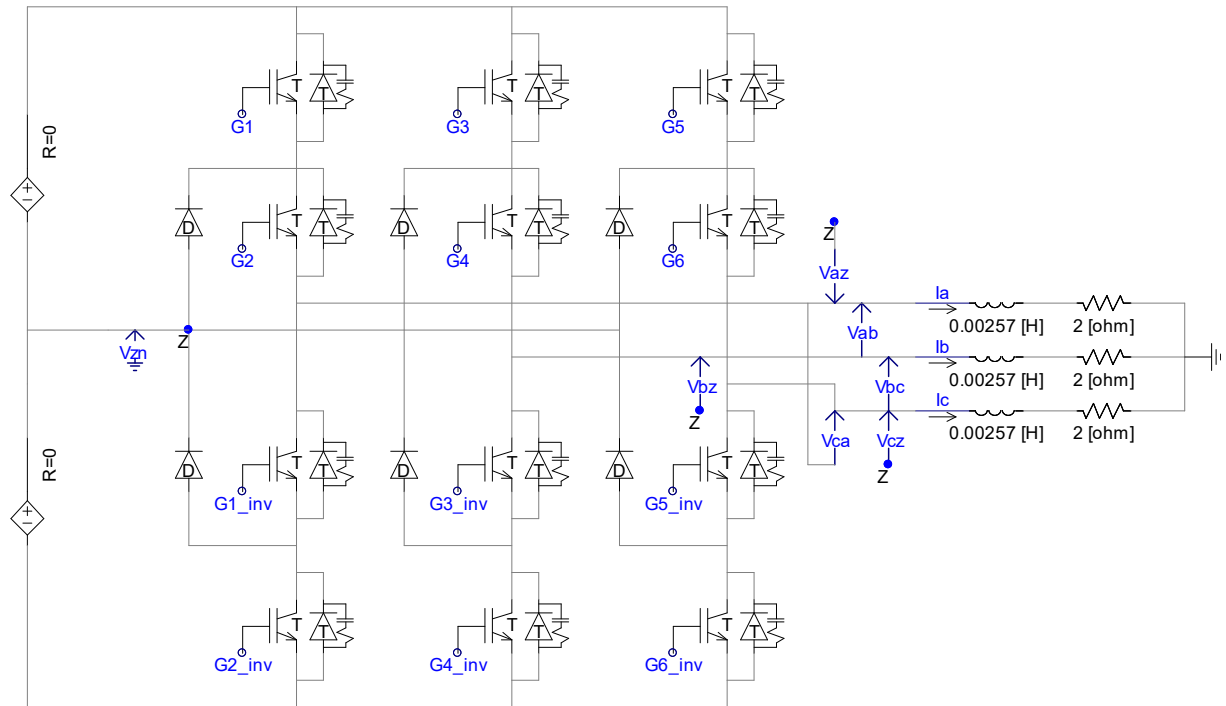
$T_s = 1/1080\text{s}$, período de amostragem;

$\cos \phi = 0,9$, fator de potência indutivo da carga;

$V_d = 5600\text{V}$, tensão do barramento CC.

A Figura 39 apresenta o circuito implementado para a simulação o conversor *3L-NPC*, no *PSCAD/EMTDC*. O conversor alimenta uma carga com fator de potência indutivo, e valor igual a: $\cos \phi = 0,9$.

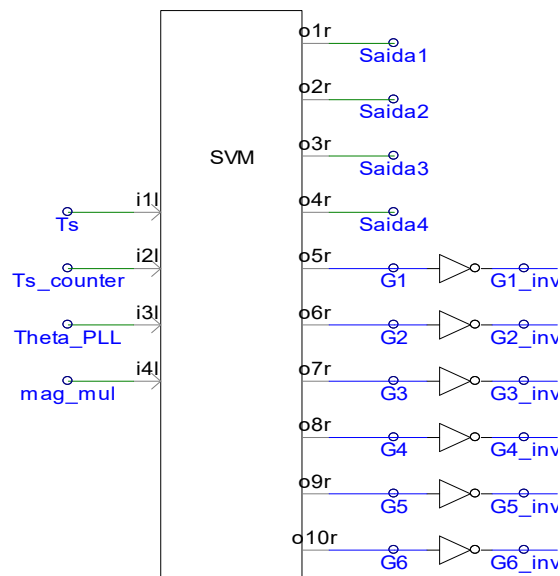
Figura 39 - Conversor 3L-NPC implementado no PSCAD/EMTDC



Fonte: Autor (2016).

A Figura 40 apresenta o bloco *SVM* implementado no *PSCAD/EMTDC*, cuja programação foi realizada em linguagem de programação *FORTRAN* (*IBM Mathematical FORMula TRANslation System*). Para cada estratégia, há um algoritmo que difere basicamente na sequência de comutação apresentada no item 4.1.4 do Capítulo 4.

Figura 40 - Bloco *SVM* implementado no *PSCAD/EMTDC*



Fonte: Autor (2016).

onde:

T_s - período de amostragem;

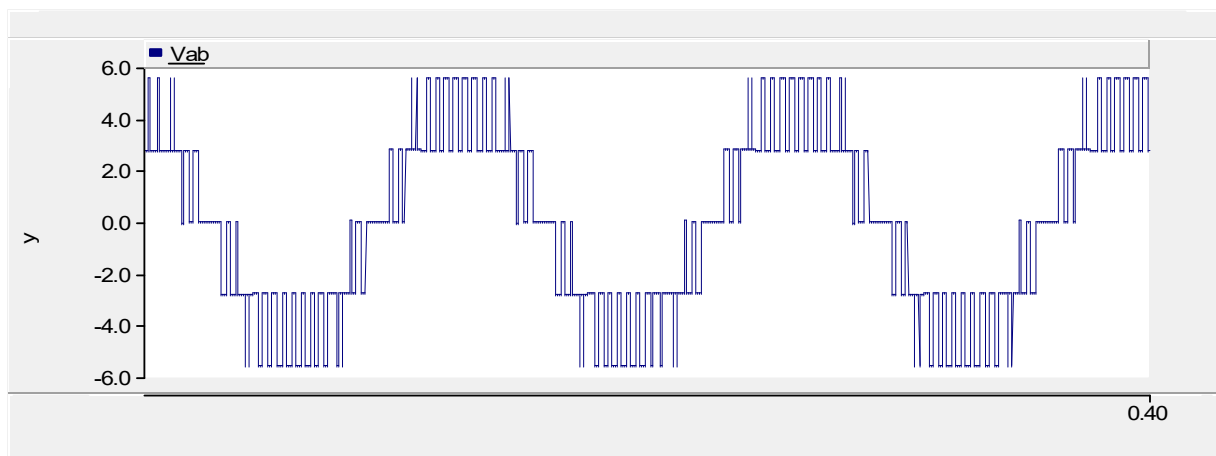
$Ts_counter$ - contador período de amostragem;

$Theta_PLL$ - ângulo θ do vetor de referência V_{ref} ;

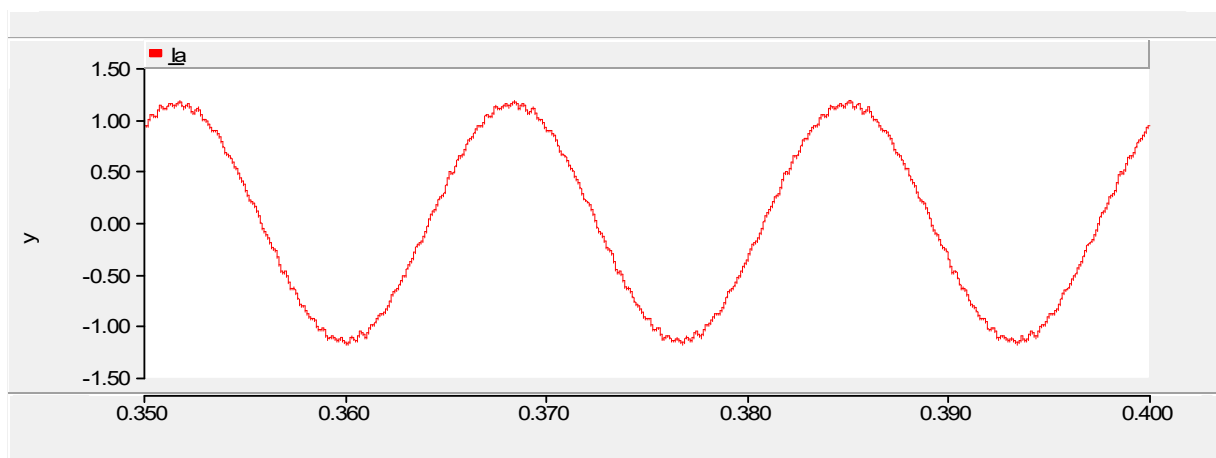
mag_mul - índice de modulação m_a .

Os gráficos obtidos, pela simulação computacional realizada no *PSCAD/EMTDC* da tensão de linha V_{AB} e da corrente de carga I_a na fase A, para a estratégia *SVPWM* convencional são mostrados na Figura 41. Os gráficos da tensão de linha V_{AB} e a corrente de carga I_a na fase A, para a estratégia *EHP-SVPWM* são mostrados na Figura 42.

Figura 41 - Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor *3L-NPC* (*PSCAD/EMTDC*), para estratégia convencional com $m_a = 0,8$: (a) tensão de linha V_{AB} em (kV); (b) corrente de carga I_a na fase “A” em (kA)

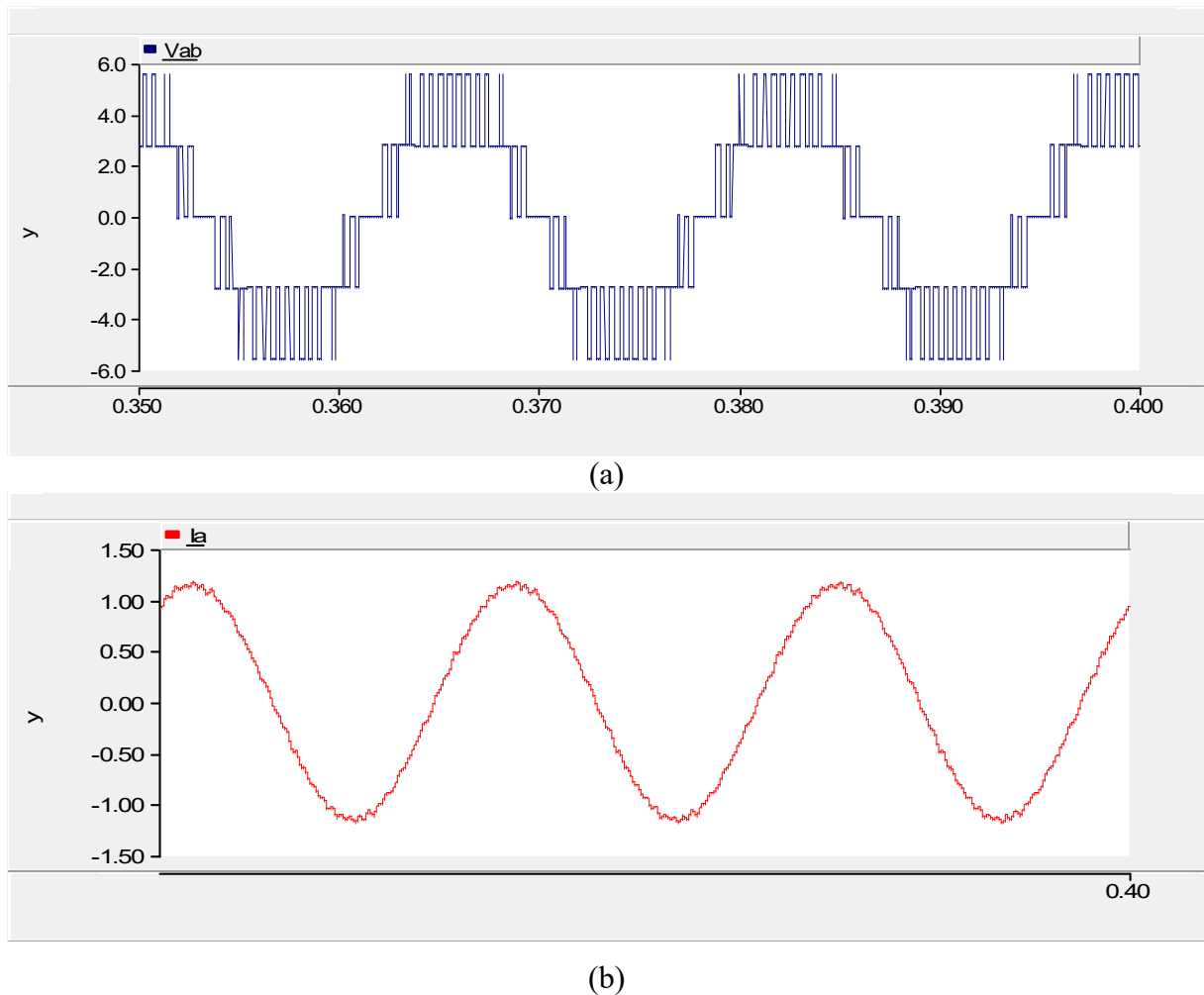


(a)



(b)

Figura 42 - Formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor $3L$ -NPC (PSCAD/EMTDC), para estratégia EHP-SVPWM com $m_a = 0,8$: (a) tensão de linha V_{AB} em (kV) e (b) corrente de carga I_a na fase “A” em (kA)



4.2 VALIDAÇÃO DOS ALGORÍTMOS

Os testes, a integração e a validação de um sistema de controle complexo têm sido tradicionalmente realizado de forma sistemática, ou seja, consiste em analisar o comportamento das partes individuais, principalmente por meio de simulação, antes da completa integração e validação em um programa de simulação. Em diversos casos, a integração e a validação pode ser realizada diretamente por protótipos de equipamentos reais.

Com a crescente complexidade e o elevado custo de projeto, e considerando os avanços crescentes na área de informática, torna-se vantajoso desenvolver uma aproximação gradual e completa do projeto em ambiente computacional. Uma opção para realizar a integração e a validação de um sistema é a utilização de simulações computacionais consolidadas. Assim, se

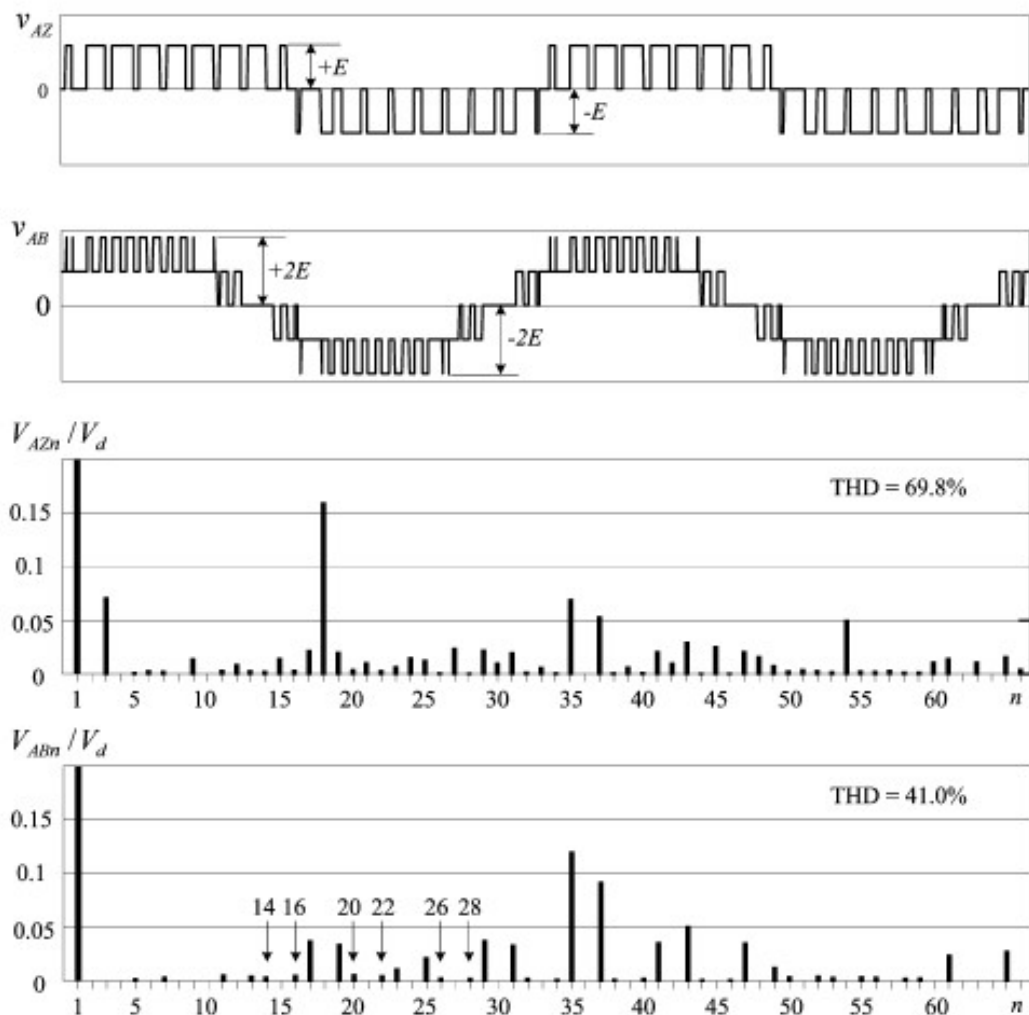
o projeto equivalente for corretamente modelado, o resultado das simulações será equivalente ao comportamento real do sistema, o qual poderá assim ser validado.

Desta forma é fundamental comparar os resultados obtidos do modelo implementado no *PSCAD/EMTDC* com os resultados tanto de simulação como experimentais realizados por (WU, 2006; FENG et al., 2005), para validar o modelo.

4.2.1 Comparação com os Resultados da Estratégia *SVPWM* Convencional

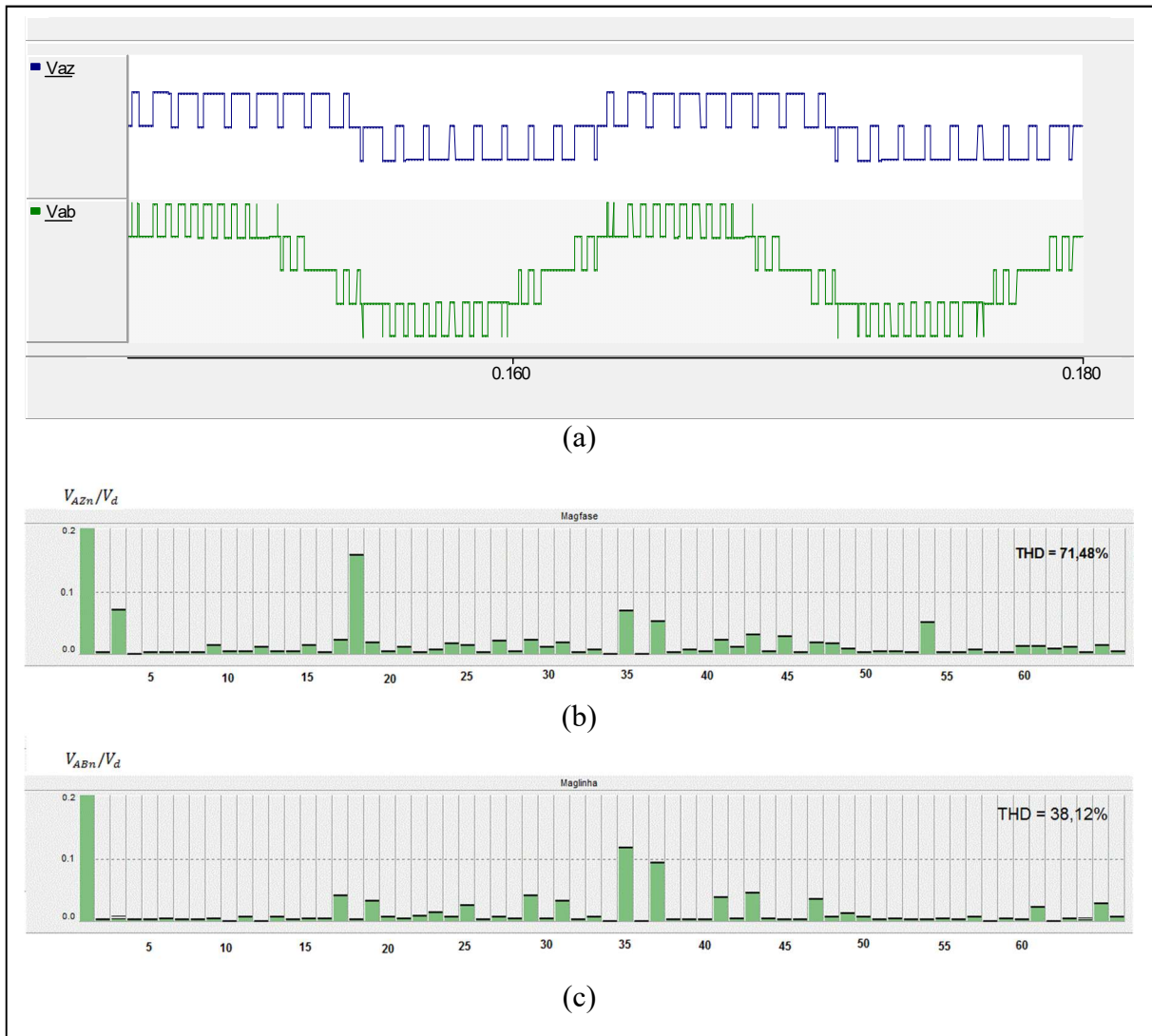
As formas de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} e o conteúdo harmônico, do conversor *3L-NPC*, para o índice de modulação $m_a = 0,8$, obtidos por simulação, realizado por (WU, 2006), são mostrados na Figura 43. Já os resultados obtidos por simulação, realizada no *PSCAD/EMTDC*, são mostrados na Figura 44, onde V_{AZn} e V_{ABn} são os valores eficazes da n -ésima ordem da tensão harmônica.

Figura 43 - Conteúdo harmônico e formas de onda de tensão do conversor *3L-NPC* obtidas por simulação (WU, 2006) para a estratégia *SVPWM* convencional



Fonte: Wu (2006).

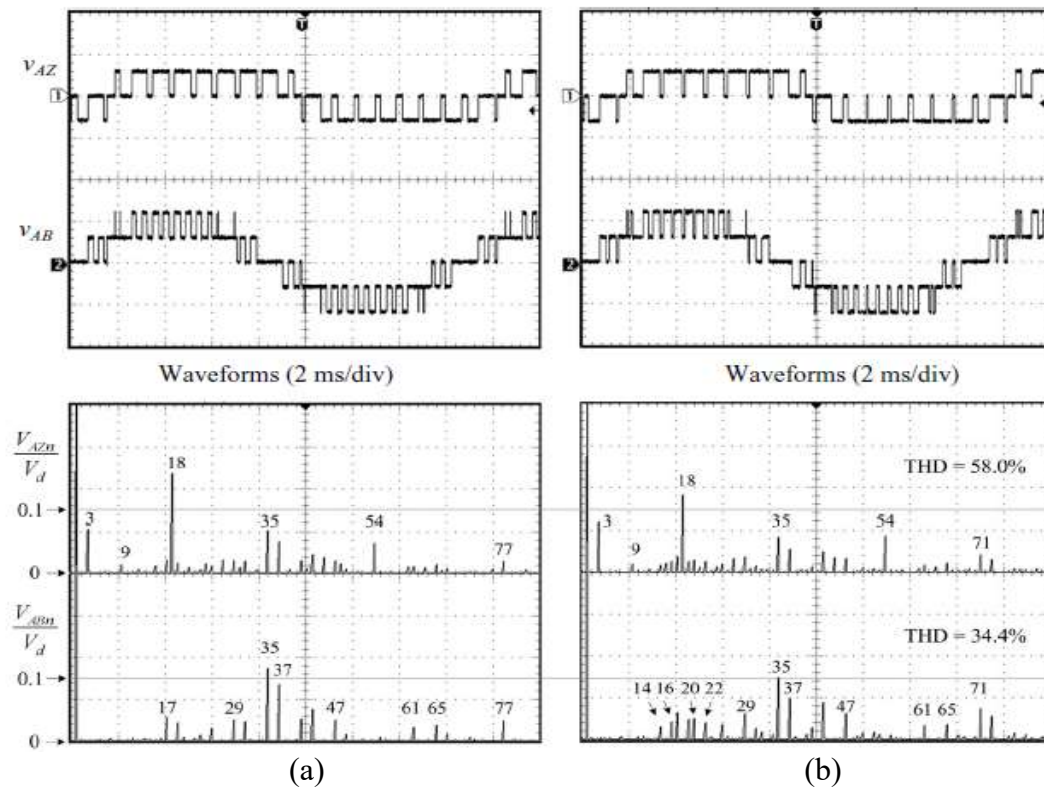
Figura 44 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor $3L-NPC$ (PSCAD/EMTDC), para estratégia $SVPWM$ convencional com $m_a = 0,8$: (a) forma de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB}



Fonte: Autor (2016).

Os resultados experimentais obtidos por (WU, 2006) para a estratégia $SVPWM$ convencional, tais como: as formas de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} e o conteúdo harmônico do conversor $3L-NPC$, para os índices de modulação: $m_a = 0,8$ e $m_a = 0,9$, são mostrados na Figura 45.

Figura 45 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor $3L$ -NPC obtidos experimentalmente em (WU, 2006) para a estratégia $SVPWM$ convencional para: (a) $m_a = 0,8$ e (b) $m_a = 0,9$

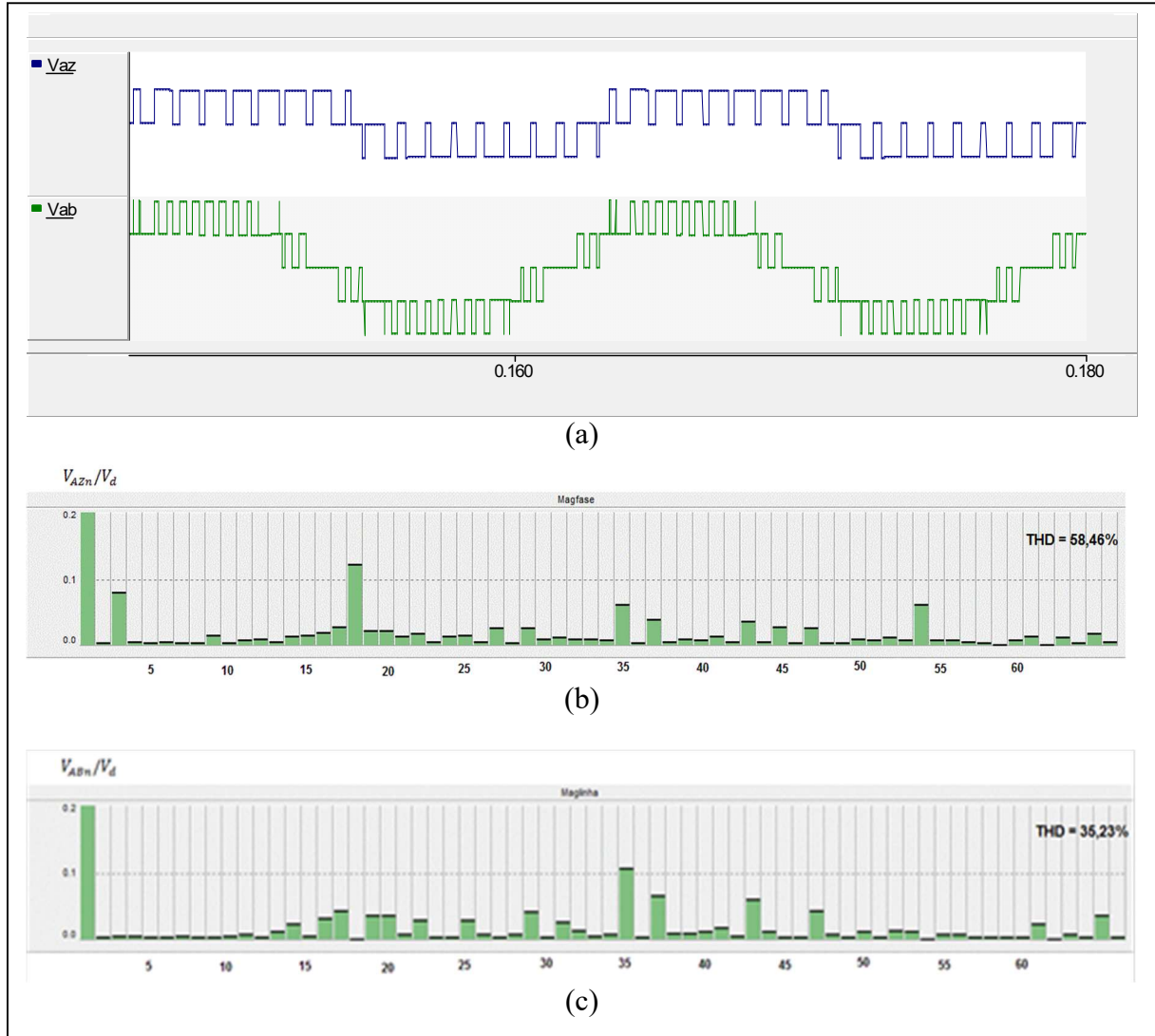


Fonte: Wu (2006).

Pode-se observar, que os resultados obtidos experimentalmente para as formas de onda de tensão, bem como os seus espectros harmônicos, para o índice de modulação $m_a = 0,8$, mostrados na Figura 45(a), se correlacionam estreitamente com os resultados obtidos por simulação, e que estão mostrados na Figura 43.

A Figura 46 mostra as formas de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , bem como o conteúdo harmônico do conversor $3L$ -NPC, para a estratégia $SVPWM$ convencional e índice de modulação $m_a = 0,9$, obtidos por simulação, realizada no PSCAD/EMTDC.

Figura 46 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor $3L$ -NPC (*PSCAD/EMTDC*), para estratégia *SVPWM* convencional com $m_a = 0,9$: (a) forma de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB}



Fonte: Autor (2016).

A Tabela 10 mostra um comparativo do espectro harmônico das frequências mais representativas dos resultados experimentais obtidos por (WU, 2006) para a estratégia *SVPWM* convencional com resultados obtidos por simulação, realizada no *PSCAD/EMTDC*.

Tabela 10 – Comparativo do espectro harmônico para estratégia *SVPWM* convencional

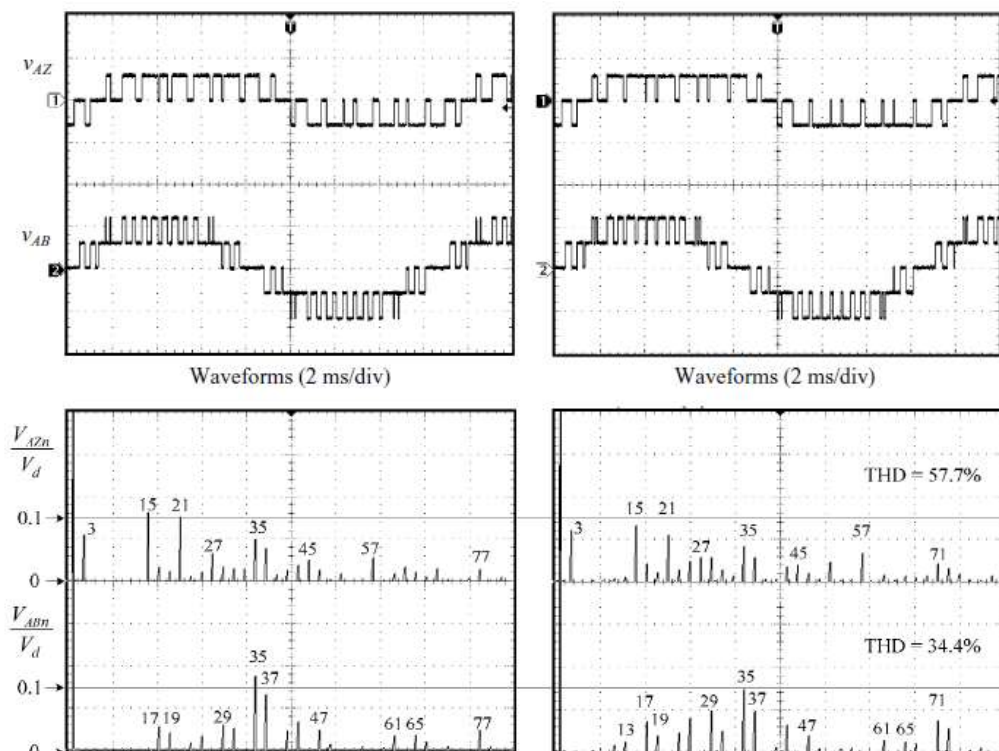
| Tensão | Ordem de harmônica | $m_a = 0,8$ | | $m_a = 0,9$ | |
|--------|--------------------|-------------|--------------|-------------|--------------|
| | | Bin Wu | <i>PSCAD</i> | Bin Wu | <i>PSCAD</i> |
| Fase | 3 | 0,07 | 0,069 | 0,079 | 0,078 |
| | 18 | 0,159 | 0,157 | 0,12 | 0,121 |
| | 35 | 0,066 | 0,068 | 0,053 | 0,059 |
| | 37 | 0,053 | 0,053 | 0,039 | 0,037 |
| Linha | 17 | 0,040 | 0,039 | 0,042 | 0,044 |
| | 19 | 0,031 | 0,033 | 0,031 | 0,034 |
| | 35 | 0,114 | 0,116 | 0,100 | 0,104 |
| | 37 | 0,091 | 0,094 | 0,065 | 0,065 |

Fonte: Autor (2016).

4.2.2 Comparação com os Resultados da Estratégia *EHP-SVPWM*

A Figura 47 mostra as formas de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , bem como o conteúdo harmônico, obtidos experimentalmente por (Wu 2026), para a estratégia *EHP-SVPWM* aplicada ao conversor *3L-NPC*, para os índices de modulação $m_a = 0,8$ e $m_a = 0,9$.

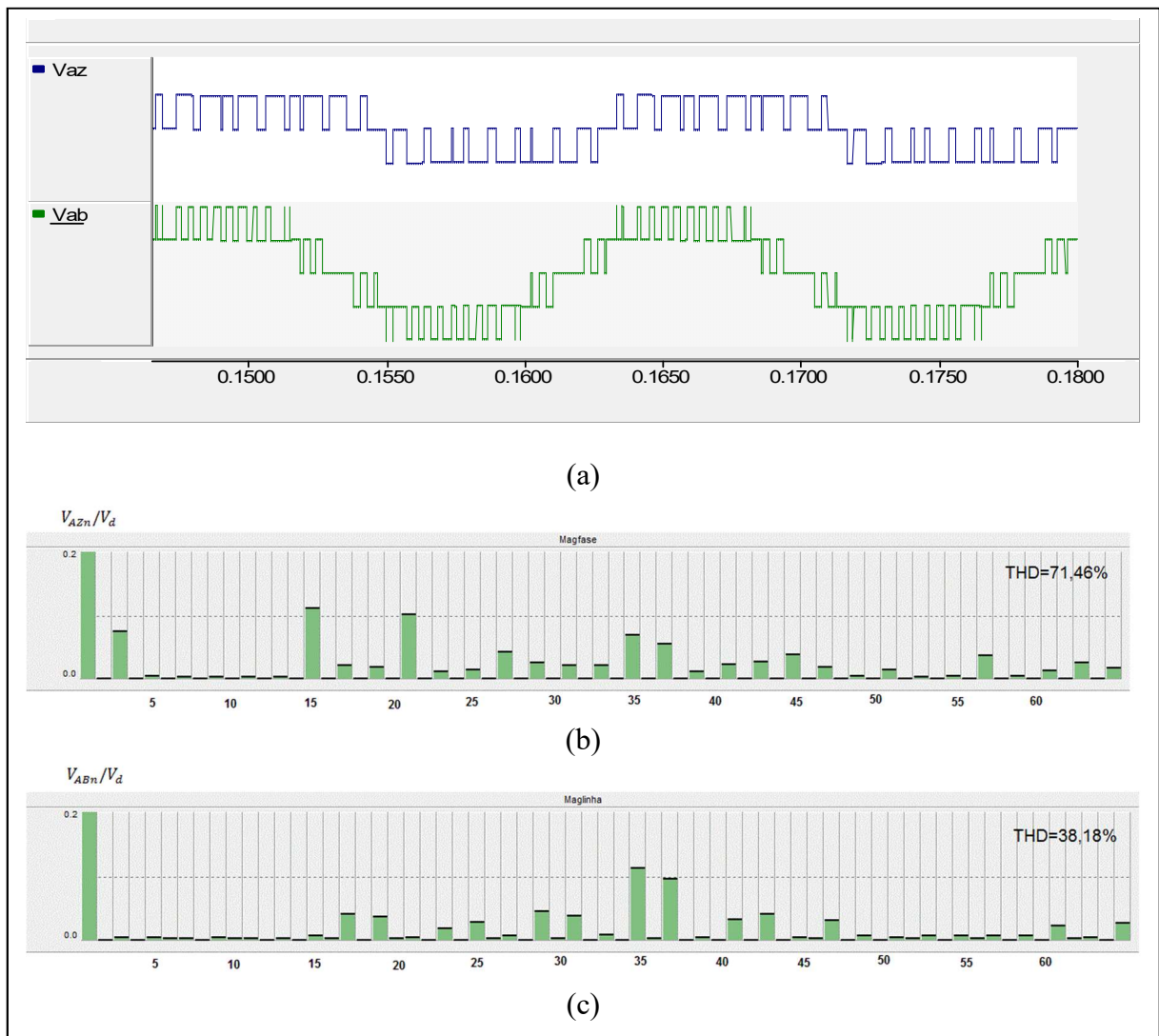
Figura 47 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor *3L-NPC* obtidos experimentalmente em (WU, 2006) para a estratégia *EHP-SVPWM* para: (a) $m_a = 0,8$ e (b) $m_a = 0,9$



Fonte: Wu (2006).

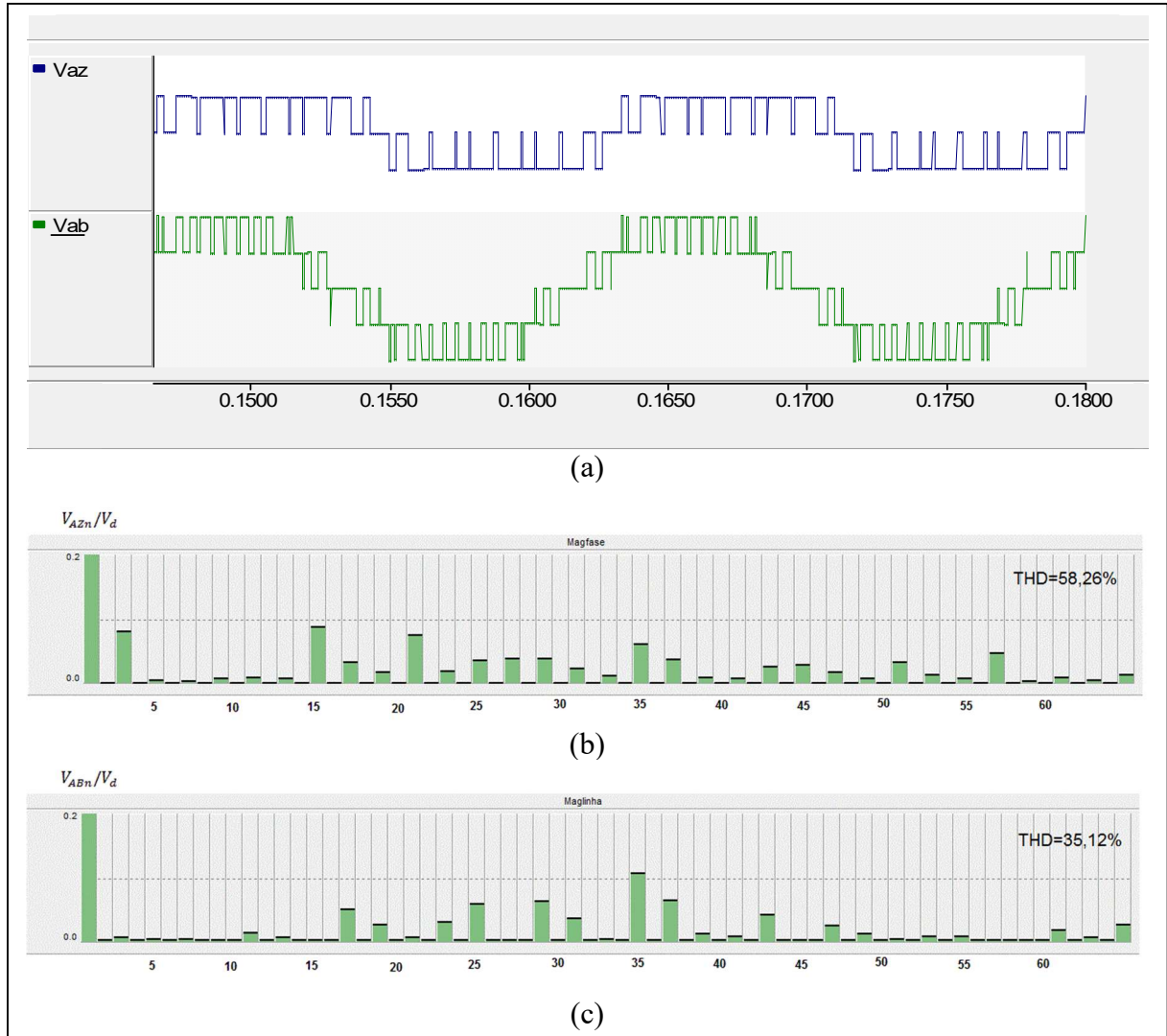
A Figura 48 mostra as formas de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , bem como o conteúdo harmônico do conversor $3L-NPC$, para a estratégia $EHP-SVPWM$ e índice de modulação $m_a = 0,8$, obtidos por simulação, realizada no *PSCAD/EMTDC*. De forma similar, a Figura 49 mostra as formas de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , bem como o conteúdo harmônico do conversor $3L-NPC$, para a estratégia $EHP-SVPWM$ correspondente ao índice de modulação $m_a = 0,9$.

Figura 48 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor $3L-NPC$ (*PSCAD/EMTDC*), para estratégia $EHP-SVPWM$ com $m_a = 0,8$: (a) forma de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB}



Fonte: Autor (2016).

Figura 49 - Formas de onda de tensão e conteúdo harmônico do conversor $3L$ -NPC (*PSCAD/EMTDC*), para estratégia *EHP-SVPWM* com $m_a = 0,9$: (a) forma de onda da tensão de fase V_{AZ} e da tensão de linha V_{AB} , (b) conteúdo harmônico da tensão de fase V_{AZ} e (c) conteúdo harmônico da tensão de linha V_{AB}



Fonte: Autor (2016).

A Tabela 11 mostra um comparativo do espectro harmônico das frequências mais representativas dos resultados experimentais obtidos por (WU, 2006) para a estratégia *EHP-SVPWM* com resultados obtidos por simulação, realizada no *PSCAD/EMTDC*.

Tabela 11 - Comparativo do espectro harmônico para estratégia *EHP-SVPWM*

| Tensão | Ordem de harmônica | $m_a = 0,8$ | | $m_a = 0,9$ | |
|--------|--------------------|-------------|--------------|-------------|--------------|
| | | Bin Wu | <i>PSCAD</i> | Bin Wu | <i>PSCAD</i> |
| Fase | 3 | 0,073 | 0,074 | 0,079 | 0,081 |
| | 15 | 0,106 | 0,111 | 0,089 | 0,089 |
| | 21 | 0,100 | 0,102 | 0,071 | 0,073 |
| | 35 | 0,066 | 0,067 | 0,056 | 0,061 |
| Linha | 17 | 0,037 | 0,040 | 0,047 | 0,049 |
| | 29 | 0,039 | 0,035 | 0,064 | 0,059 |
| | 35 | 0,117 | 0,114 | 0,106 | 0,107 |
| | 37 | 0,087 | 0,096 | 0,063 | 0,064 |

Fonte: Autor (2016).

4.2.3 Conclusão

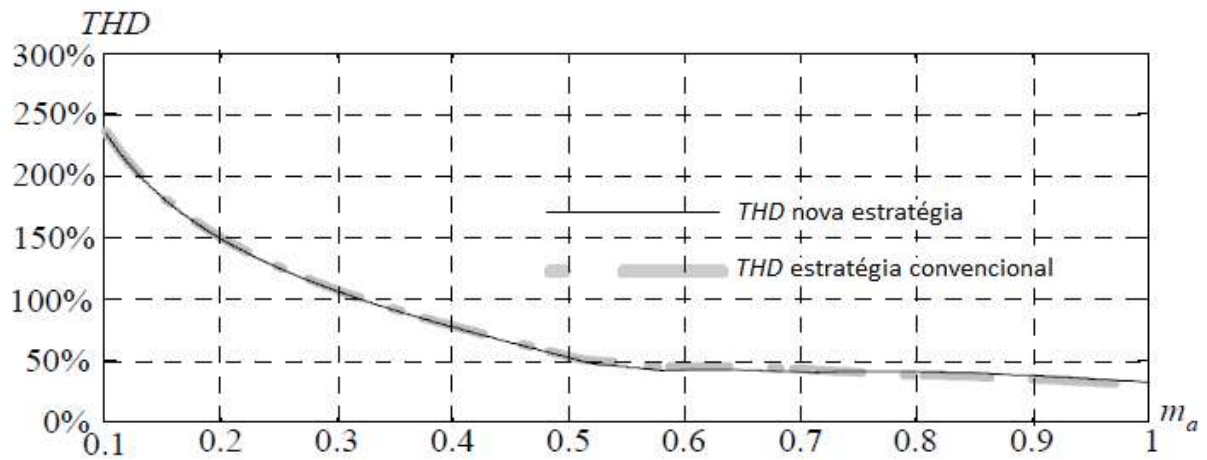
Os resultados da comparação das formas de onda, da *THD* e do conteúdo harmônico, obtidos por simulação, para estratégia *SVPWM* convencional implementada no *PSCAD/EMTDC*, com os obtidos tanto por simulação como experimentalmente por (WU, 2006), se apresentam bem semelhantes, inclusive a amplitude do espectro harmônico das frequências mais representativas.

Observa-se que o conteúdo harmônico apresentado pela forma de onda da tensão de fase V_{AZ} , para a estratégia *SVPWM* convencional, contém harmônicos triplos de 3ª e 18ª ordem como sendo dominantes. Enquanto que, a forma de onda da tensão de linha V_{AB} , contém harmônicos de 17ª e 19ª ordem centrados na 18ª ordem como sendo dominantes, como mostrado na Figura 44. Tais resultados, são semelhantes aos apresentados em (WU, 2006), para índice de modulação $m_a = 0,8$, como mostrado na Figura 45.

O conteúdo harmônico da tensão V_{AB} produzido pela estratégia *EHP-SVPWM*, para os índices de modulação $m_a = 0,8$ e $m_a = 0,9$, mostram que todos os harmônicos de ordem par são eliminados, como mostrado nas Figuras 48 e 49. Isso corresponde aos resultados obtidos por (WU, 2006), mostrados na Figura 47. Cabe destacar que os resultados de simulação para a estratégia *EHP-SVPWM* não foram disponibilizados no estudo de (WU, 2006).

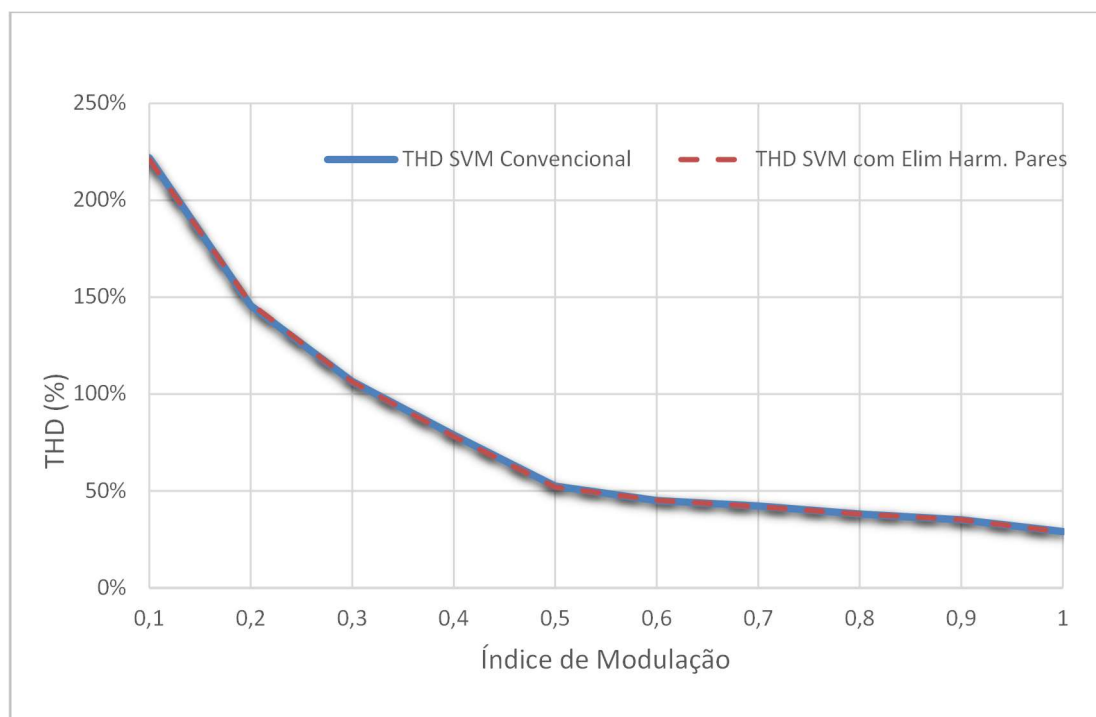
De acordo com (WU, 2006; FENG et al., 2005), a *THD* da tensão de linha V_{AB} produzidos pelas duas estratégias são quase idênticos, como mostrado pelo gráfico da Figura 50. Observou-se o mesmo comportamento para os resultados das simulações no *PSCAD/EMTDC*, os quais estão apresentados na Figura 51.

Figura 50 - THD da tensão V_{AB} para estratégia $SVPWM$ convencional e para a estratégia $EHP-SVPWM$ em simulação computacional (FENG, et al., 2005)



Fonte: Feng e outros (2005).

Figura 51 - THD da tensão V_{AB} para estratégia $SVPWM$ convencional e para a estratégia $EHP-SVPWM$ obtidos por simulação no $PSCAD/EMTDC$



Fonte: Autor (2016).

Com base nos resultados das simulações, tanto para a estratégia $SVPWM$ convencional e para a estratégia $EHP-SVPWM$, pode-se afirmar que o modelo e os algoritmos implementados no $PSCAD/EMTDC$ resultaram em respostas coerentes e adequadas, fato que os torna válidos para uso.

5. AVALIAÇÃO DAS DIFERENTES TÉCNICAS *PWM* IMPLEMENTADAS

Os estudos de simulação foram realizados no *PSCAD/EMTDC* utilizando o *Solution Time Step* e *Channel Plot Step* em $1\mu s$ e $5\mu s$ respectivamente. O diagrama do circuito de potência implementado no ambiente de simulação está mostrado na Figura 39. Outros parâmetros utilizados na simulação dos modelos implementados no *PSCAD/EMTDC* são os seguintes:

$f_1 = 60Hz$, frequência fundamental;

$\cos \phi = 0,9$, fator de potência indutivo da carga;

$V_d = 5600V$, tensão no barramento CC.

Cabe ressaltar, a importância da escolha do índice de modulação de frequência m_f , para técnicas de modulação baseadas em portadoras. Para minimizar os harmônicos, a onda portadora deveria ser sincronizada com a forma de onda de referência. Considerando que a frequência fundamental da onda de referência seja fixa, é desejável que a razão entre frequência da onda portadora e a frequência da onda de referência seja um número inteiro. Se o valor do índice m_f não for um número inteiro, pode ocorrer sub-harmônicas na tensão de saída do conversor (SURYAKANT; KULKARNI; JAMBHULKAR, 2015).

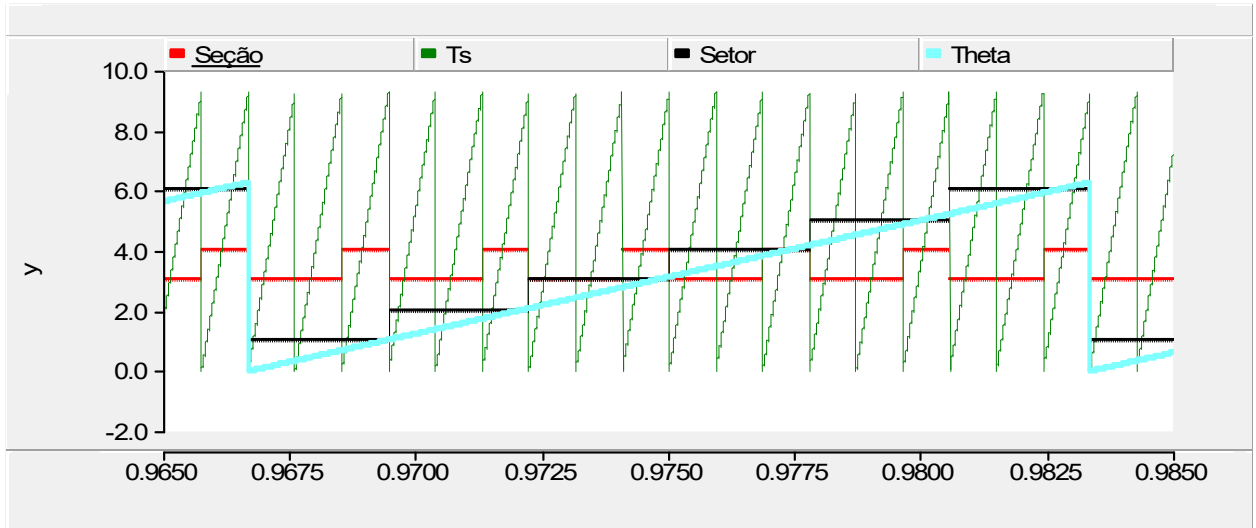
Para reduzir as harmônicas múltiplas de três do inversor trifásico, o valor do índice m_f deve ser um múltiplo de 3. Tal escolha também é conveniente pelo fato de que a mesma forma de onda triangular pode ser utilizada como a onda portadora em todas as três fases. Isso resulta em uma simplificação na implementação do sistema. Valores elevados do índice m_f , movem os harmônicos para faixas de alta frequência, com variação em torno da frequência portadora e seus múltiplos. O conteúdo harmônico na saída do inversor pode ser reduzido com o aumento do número pulsos de chaveamento, no entanto, uma frequência portadora de maior frequência, resulta em um número maior de comutações por ciclo e, conseqüentemente, leva ao aumento nas perdas por comutação (SURYAKANT; KULKARNI; JAMBHULKAR, 2015). Assim, o índice de modulação de frequência foi estabelecido em $m_f = 21$, para as simulações das estratégias baseadas em portadoras, o que equivale a uma frequência *PWM*, $f_c = 1260Hz$.

Optou-se, pela escolha da frequência de amostragem f_s para as técnicas *SVPWM* e *EHP-SVPWM*, por uma frequência que distribua simetricamente a sintetização do vetor referência \vec{V}_{ref} em movimento dentro das regiões para cada setor. Considerando que a frequência fundamental da onda de referência seja fixada em $f_1 = 60Hz$, a razão entre a

frequência de amostragem e a frequência fundamental (f_s/f_1) deveria ser múltiplo de seis, pois o espaço de vetores no espaço é um hexágono.

A Figura 52 ilustra a modulação *SVPWM* com $f_s = 1080\text{Hz}$ para $m_a = 0,8$, com a distribuição dos tempos de comutação ($T_s = 1/1080\text{s}$) e as regiões dentro de cada setor, a cada ciclo de onda com \vec{V}_{ref} se deslocando entre 0 a 2π . Percebe-se que há uma simetria entre as regiões em cada setor, haja visto que para cada setor existem três imagens sintetizadas do vetor referência \vec{V}_{ref} em cada execução do tempo de comutação T_s . Também percebe-se que a distribuição das regiões em cada setor possuem uma sequência de comutação idêntica. O ângulo θ denota a posição angular do vetor \vec{V}_{ref} .

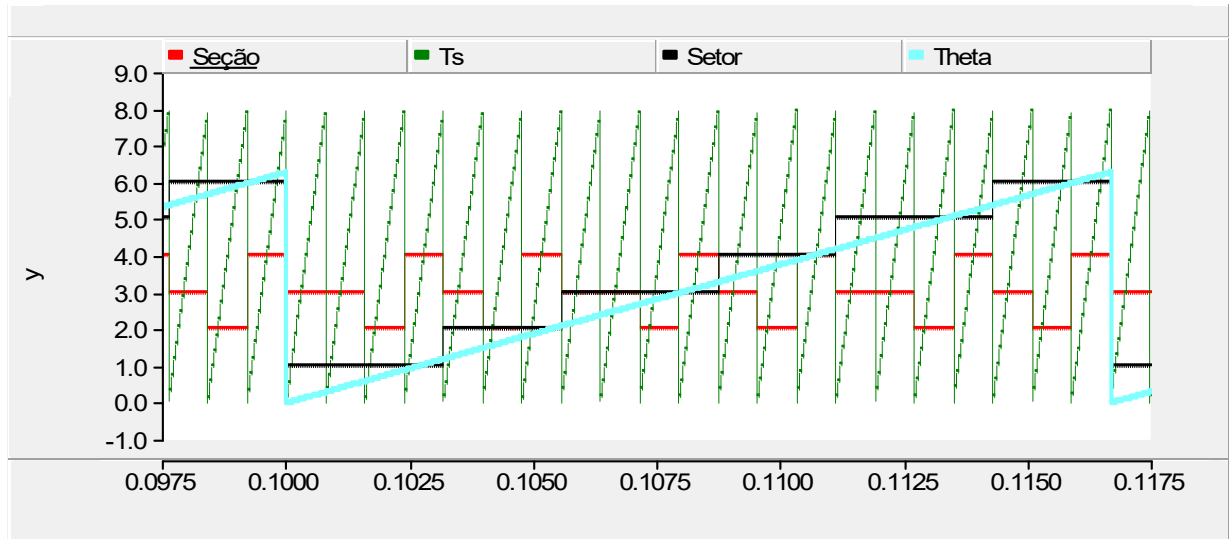
Figura 52 - Modulação *SVPWM* com $f_s = 1080\text{Hz}$



Fonte: Autor (2016).

A Figura 53 ilustra a modulação *SVPWM* com $f_s = 1260\text{Hz}$ para $m_a = 0,8$, com a distribuição dos tempos de comutação ($T_s = 1/1260$) e as regiões dentro de cada setor, a cada ciclo de onda com θ variando de 0 a 2π . Percebe-se que há não uma simetria entre as regiões em cada setor. Os setores ímpares contêm quatro imagens sintetizadas do vetor referência \vec{V}_{ref} para cada execução do tempo de comutação T_s , ao passo que os setores pares contêm três imagens sintetizadas do vetor referência \vec{V}_{ref} para cada execução do tempo de comutação T_s .

Figura 53 - Modulação *SVPWM* com $f_s = 1260\text{Hz}$



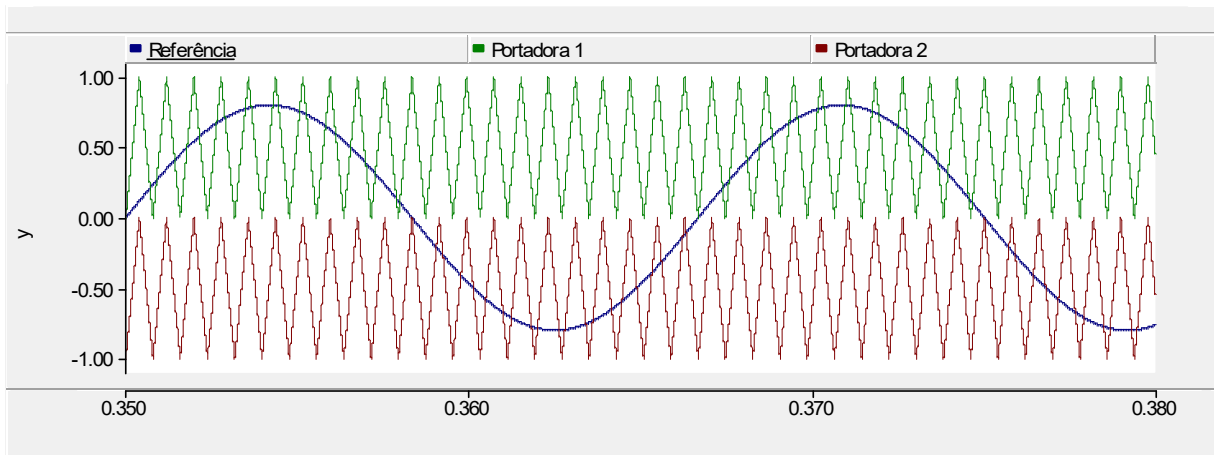
Fonte: Autor (2016).

Afim de manter a simetria entre os setores, o período de amostragem utilizado quando da aplicação das técnicas *SVPWM* e *EHP-SVPWM* foi de $T_s = 1/1080\text{ s}$, que é equivalente a uma frequência de amostragem de $f_s = 1080\text{Hz}$, próxima da frequência *PWM* utilizada nas estratégias baseadas em portadoras.

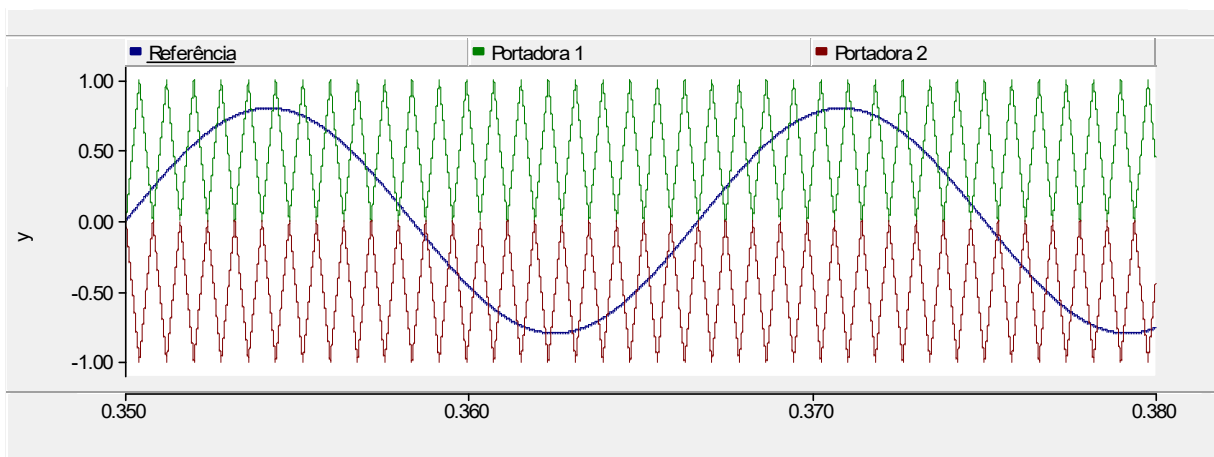
A fim de analisar e comparar as características harmônicas das tensões e correntes de saída do conversor *3L-NPC*, para as técnicas *PWM* em relação à *THD*, foram realizadas diversas simulações no *PSCAD/EMTDC*. Além disso, tanto a tensão eficaz entre fases da saída como a tensão eficaz de modo comum no ponto neutro, foram avaliadas e comparadas a partir dos resultados obtidos.

A Figura 54 apresenta as disposições das portadoras para as estratégias baseadas em portadoras. As formas de onda da tensão V_{AB} , obtidas por simulação no *PSCAD/EMTDC*, para o índice de modulação $m_a = 0,8$, são mostradas na Figura 55.

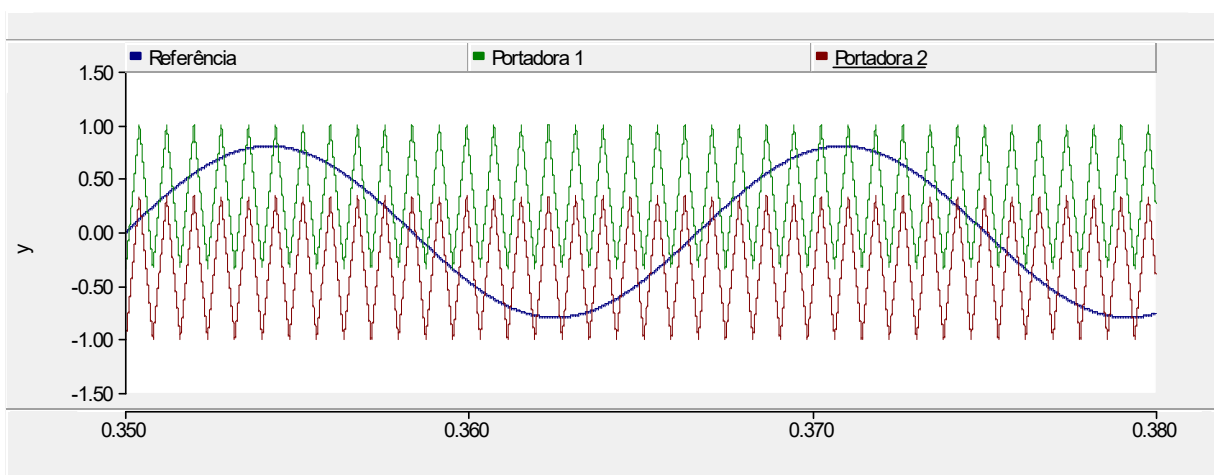
Figura 54 - Disposição das portadoras: (a) *PDPWM*; (b) *PODPWM*; (c) *COPWM*; (d) *SFO-PDPWM*; (e) *SFO-PODPWM*; (f) *SFO-COPWM*; (g) *DSPWM*



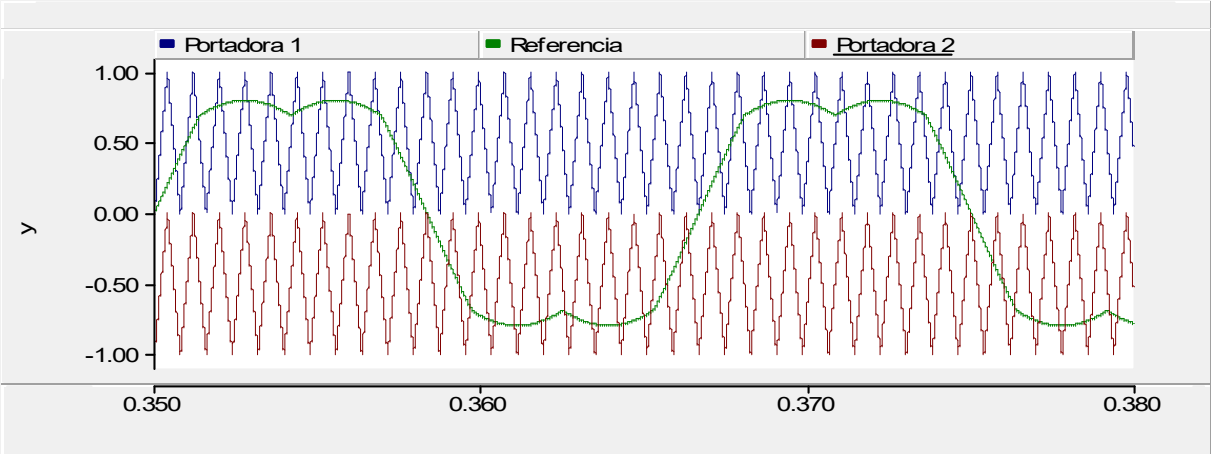
(a)



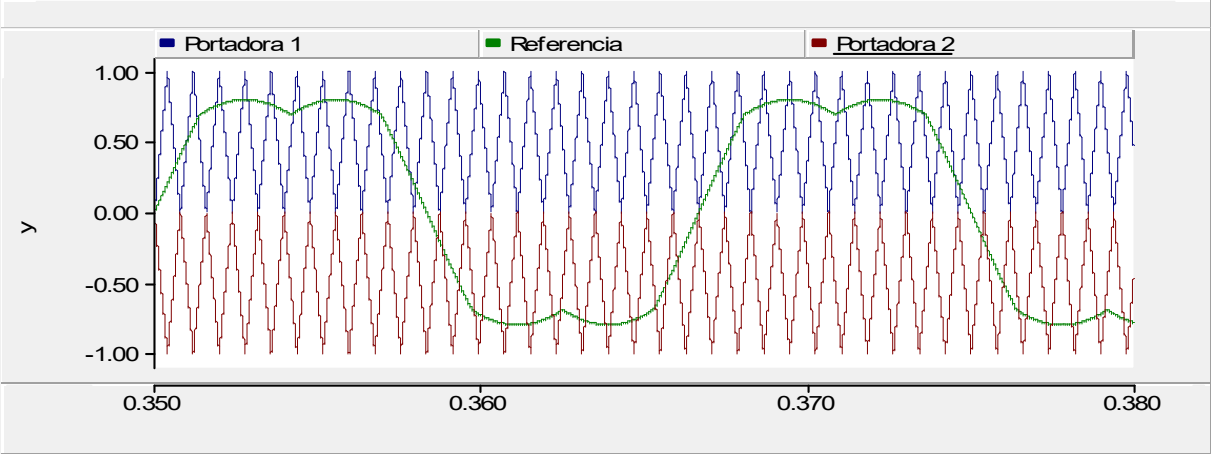
(b)



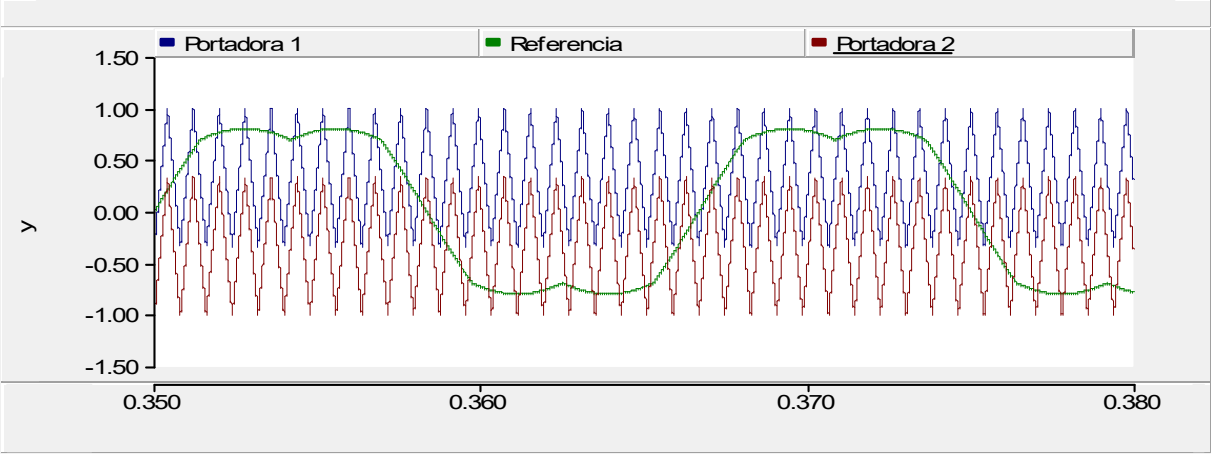
(c)



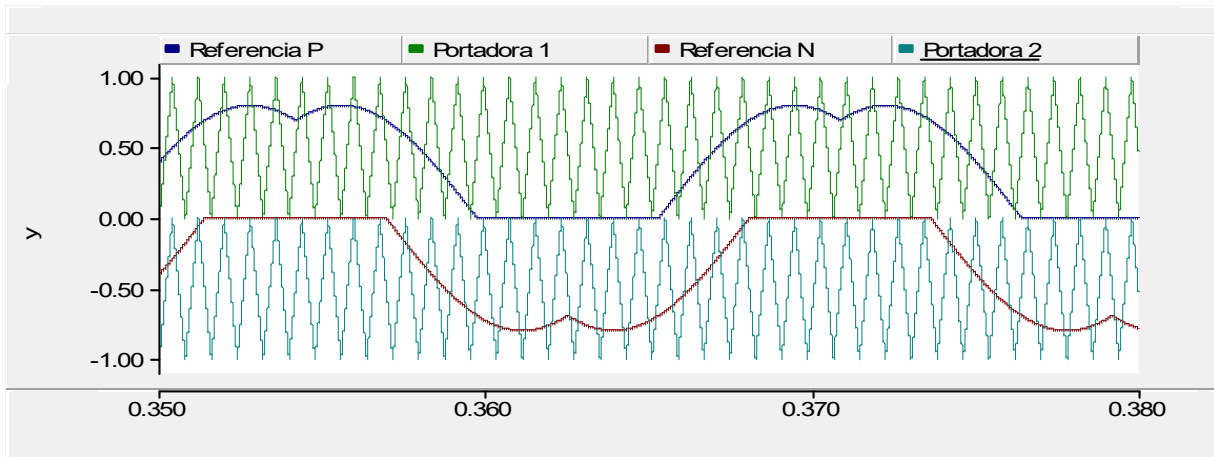
(d)



(e)



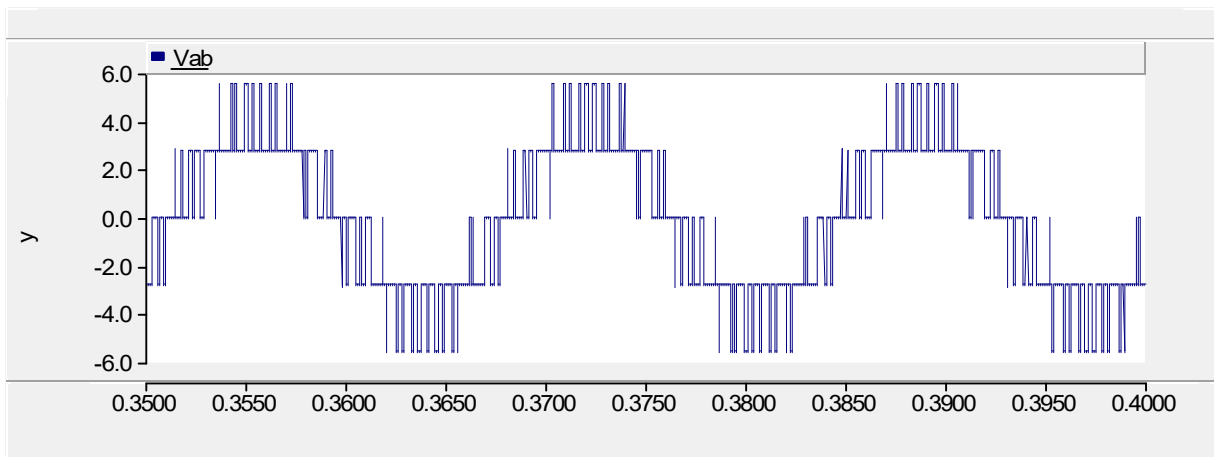
(f)



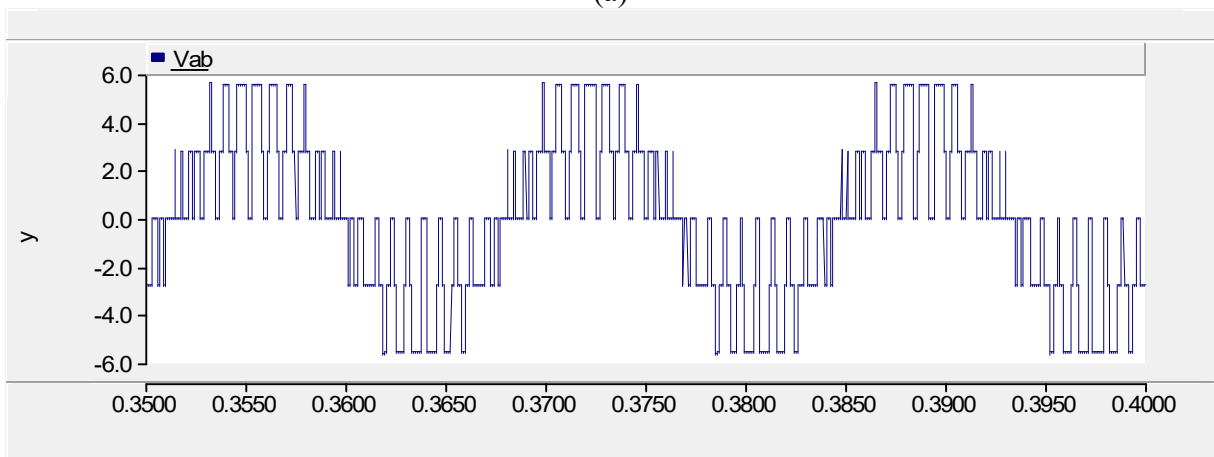
(g)

Fonte: Autor (2016).

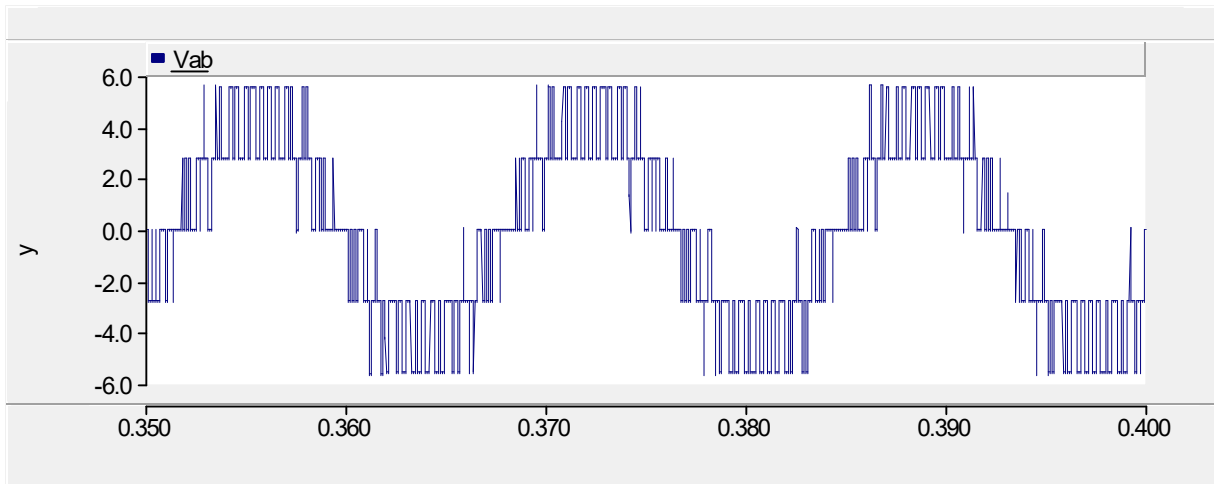
Figura 55 - Formas de onda da tensão V_{AB} para $m_a = 0,8$: (a) *PDPWM*; (b) *PODPWM*; (c) *COPWM*; (d) *SFO-PDPWM*; (e) *SFO-PODPWM*; (f) *SFO-COPWM*; (g) *DSPWM*; (h) *SVPWM*; (i) *EHP-SVPWM*



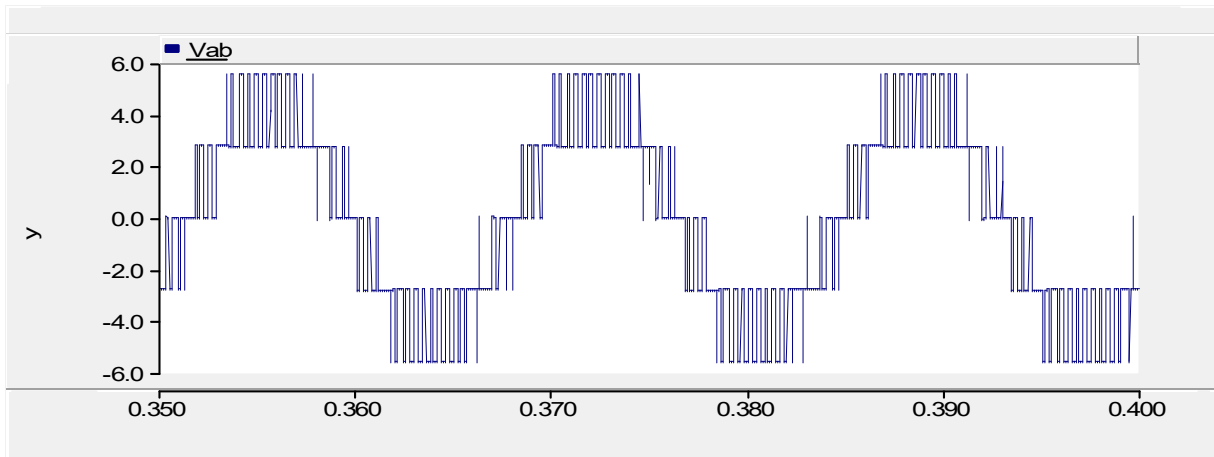
(a)



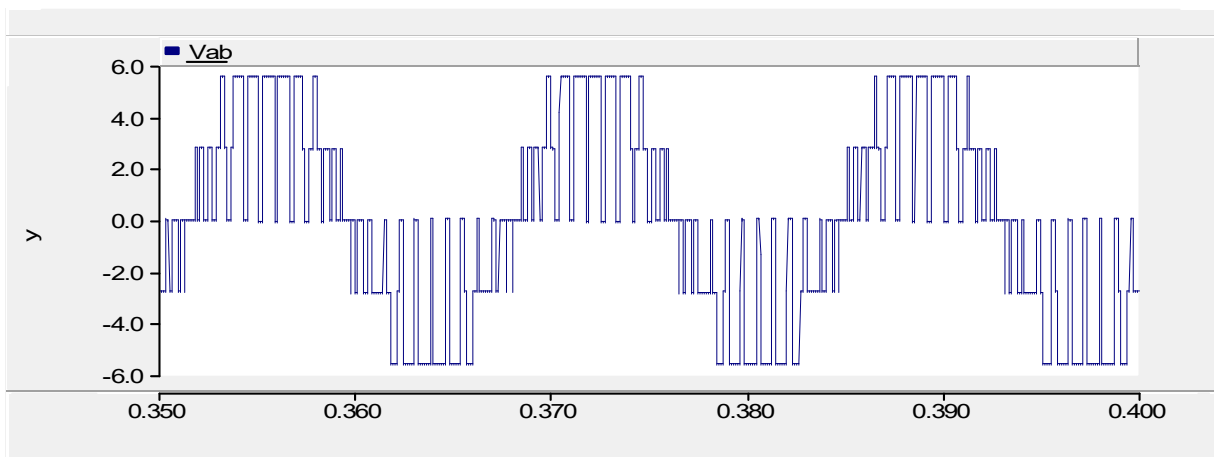
(b)



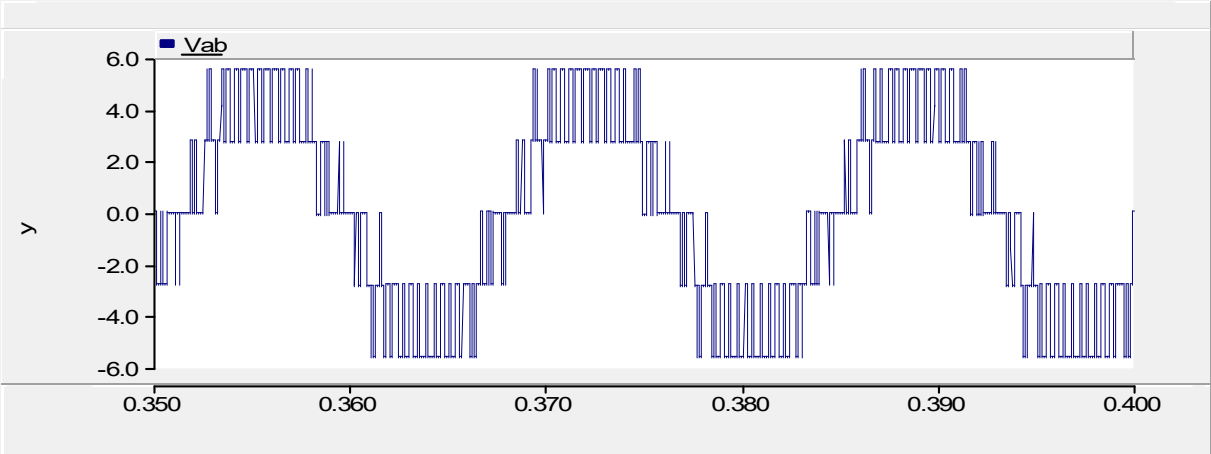
(c)



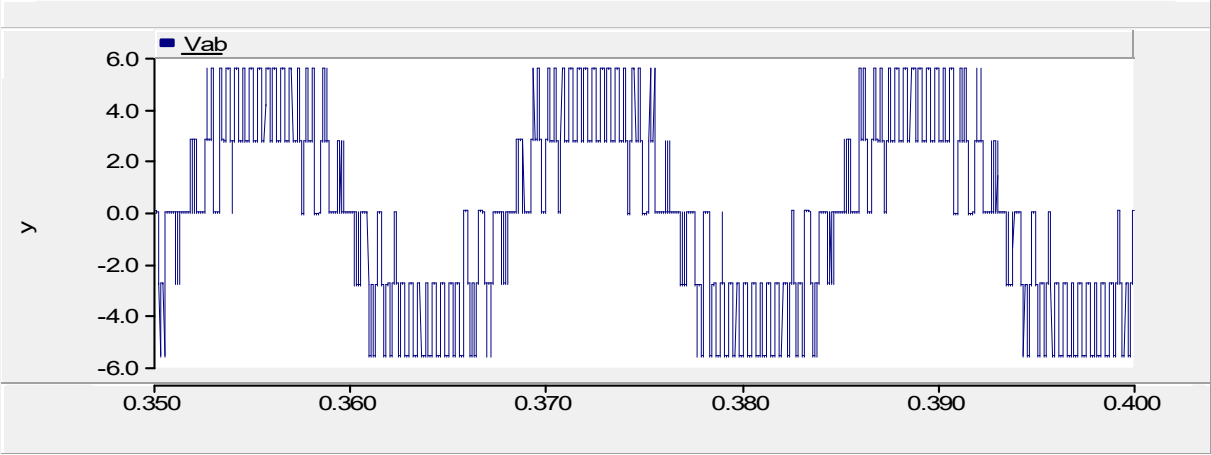
(d)



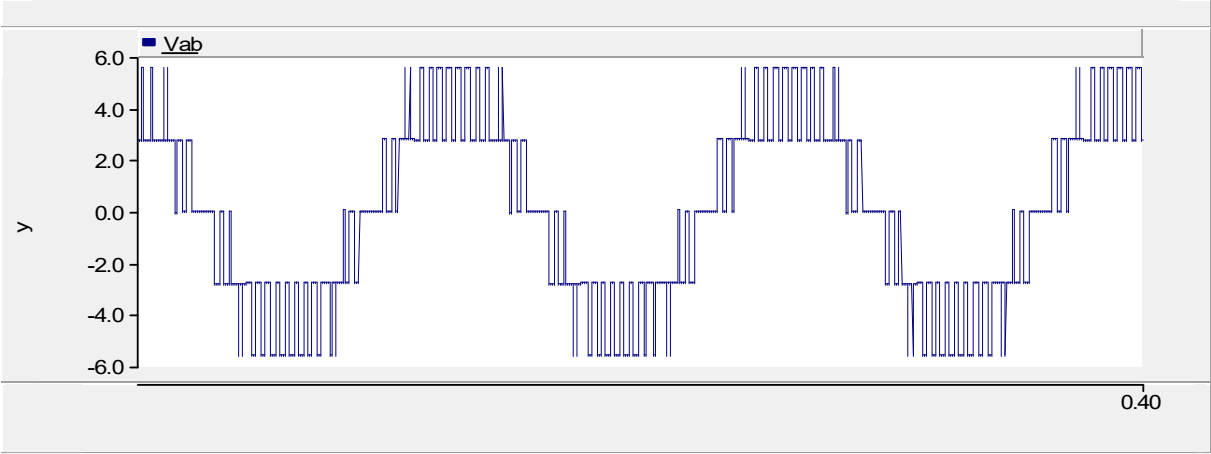
(e)



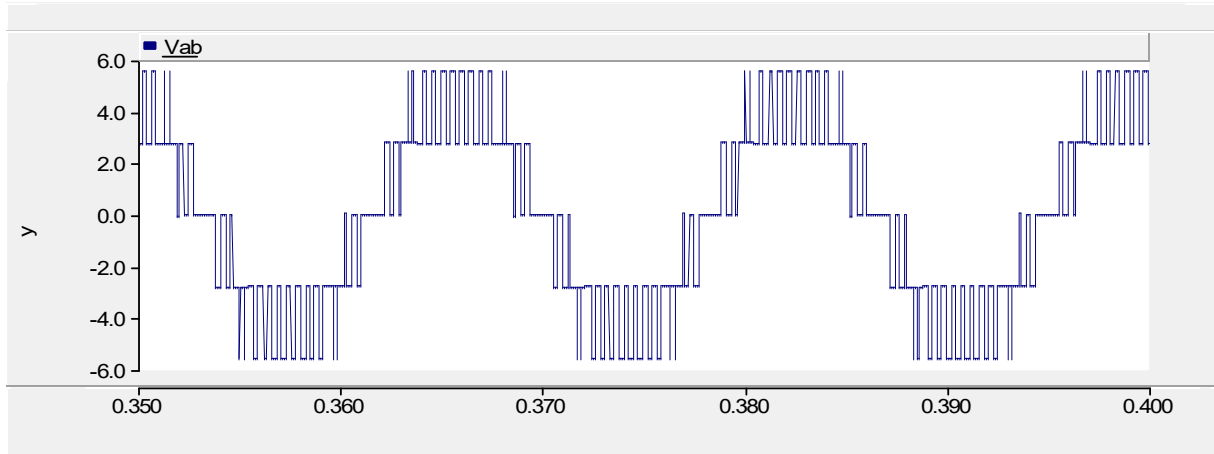
(f)



(g)



(h)



(i)

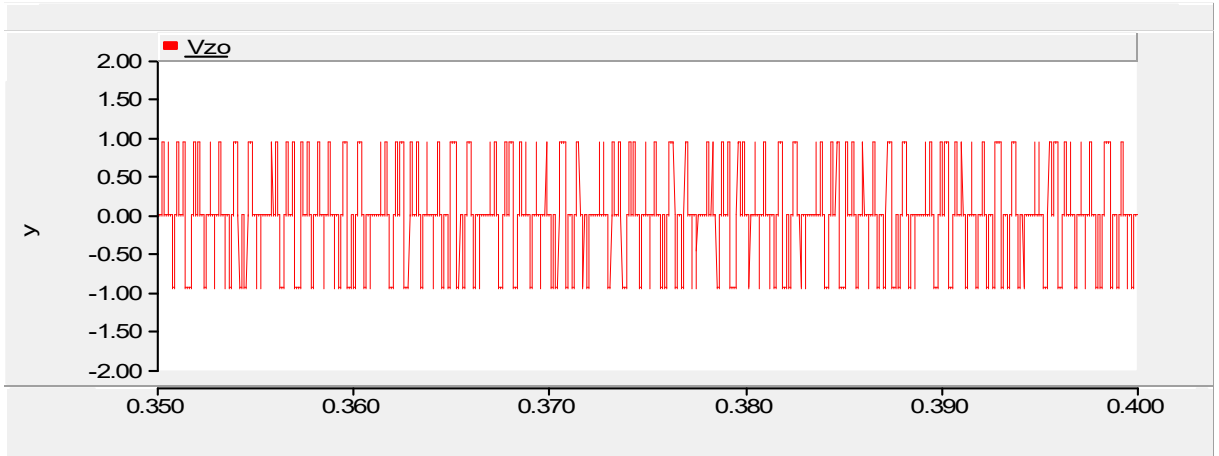
Fonte: Autor (2016).

A Figura 56 mostra as formas de onda da tensão de modo comum V_{zo} , presentes no ponto neutro do conversor $3L$ -NPC, obtidas por simulação no PSCAD/EMTDC, para o índice de modulação $m_a = 0,8$.

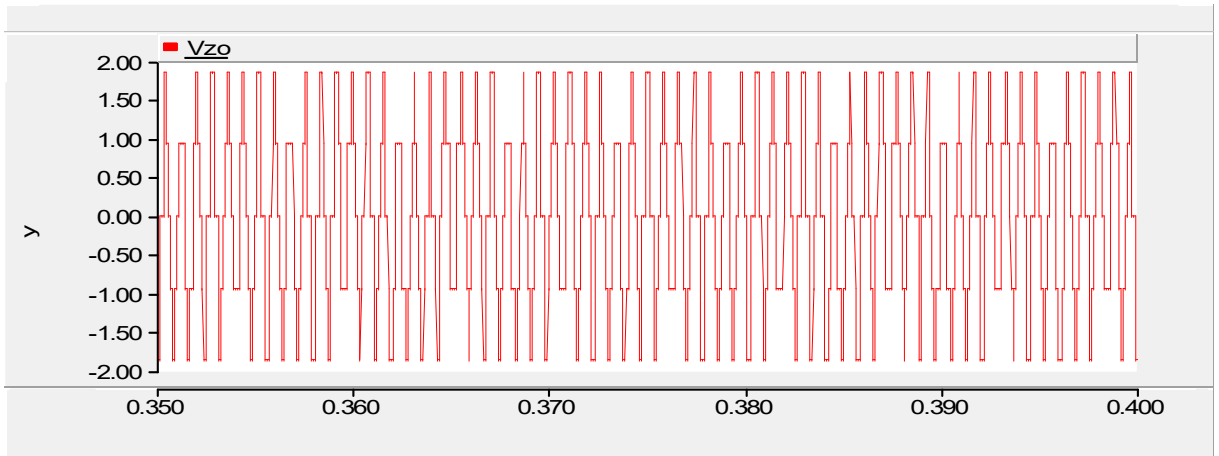
Figura 56 - Formas de onda da tensão de modo comum V_{zo} para $m_a = 0,8$: (a) PDPWM; (b) PODPWM; (c) COPWM; (d) SFO-PDPWM; (e) SFO-PODPWM; (f) SFO-COPWM; (g) DSPWM; (h) SVPWM; (i) EHP-SVPWM



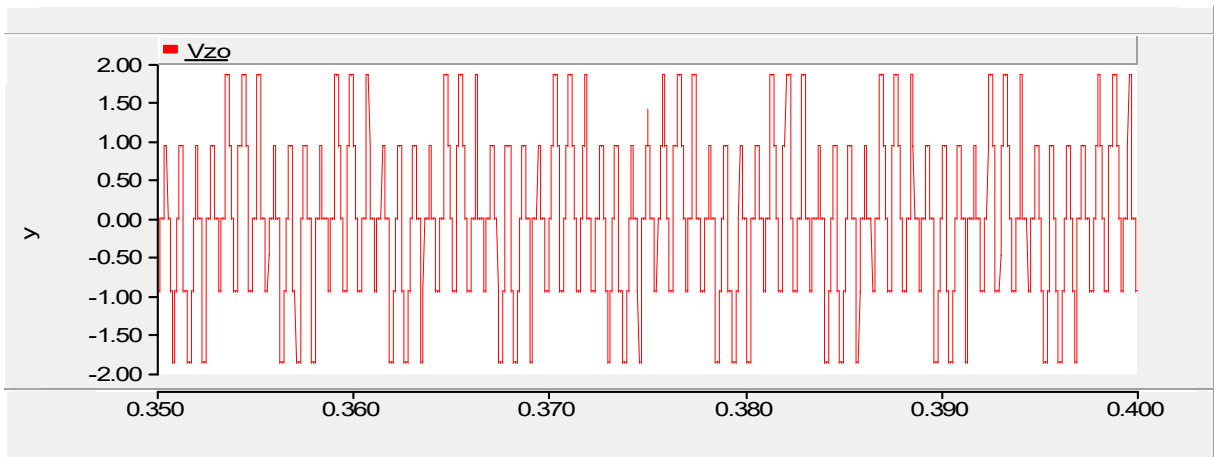
(a)



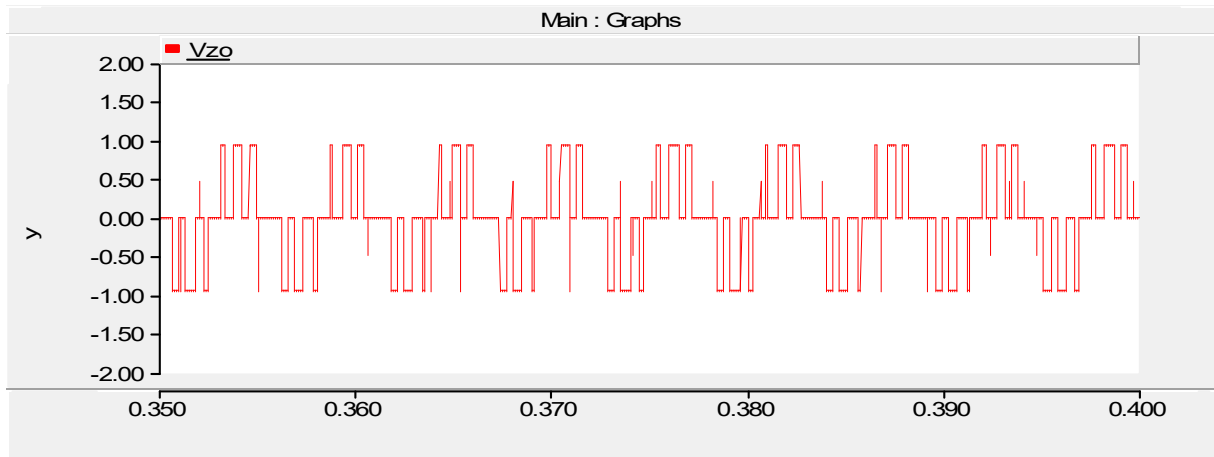
(b)



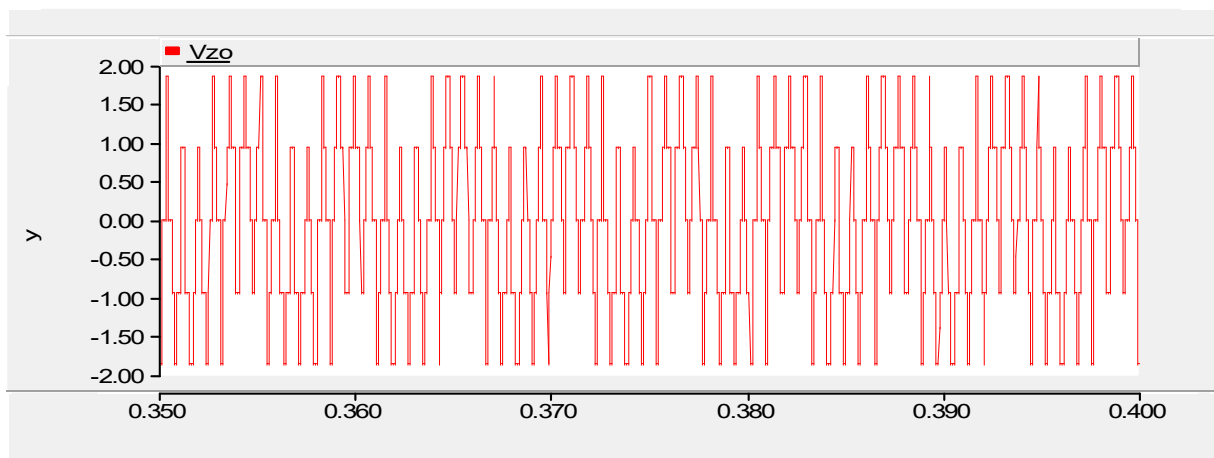
(c)



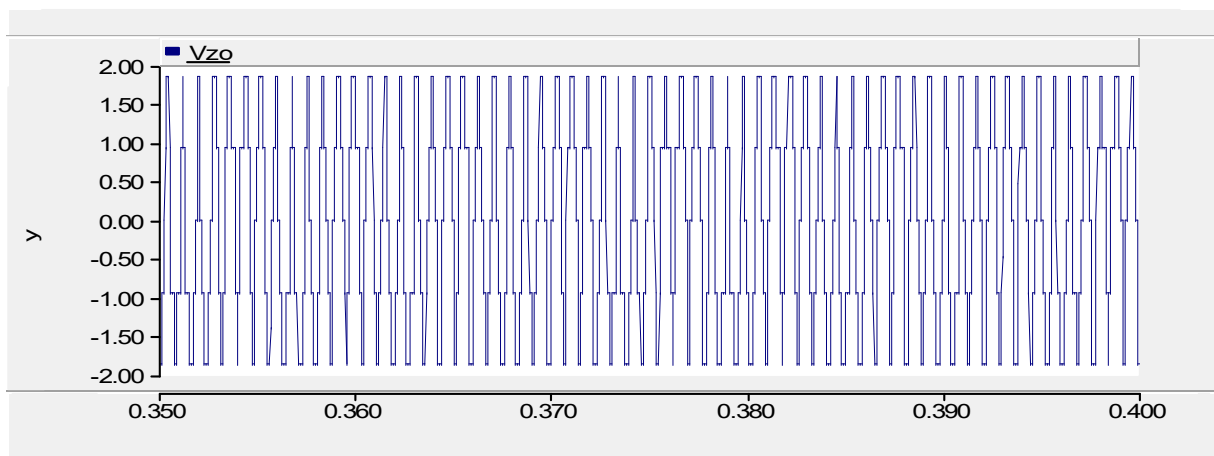
(d)



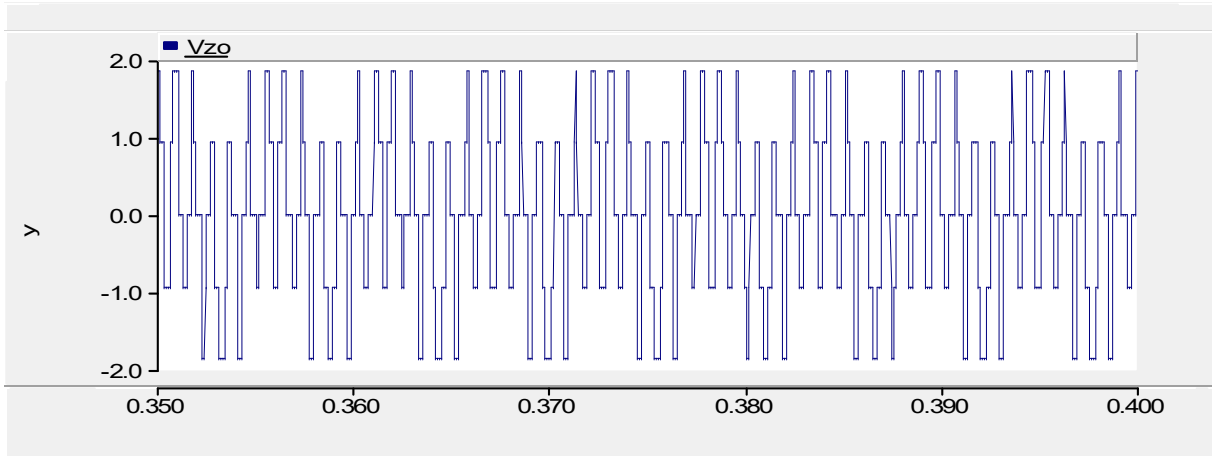
(e)



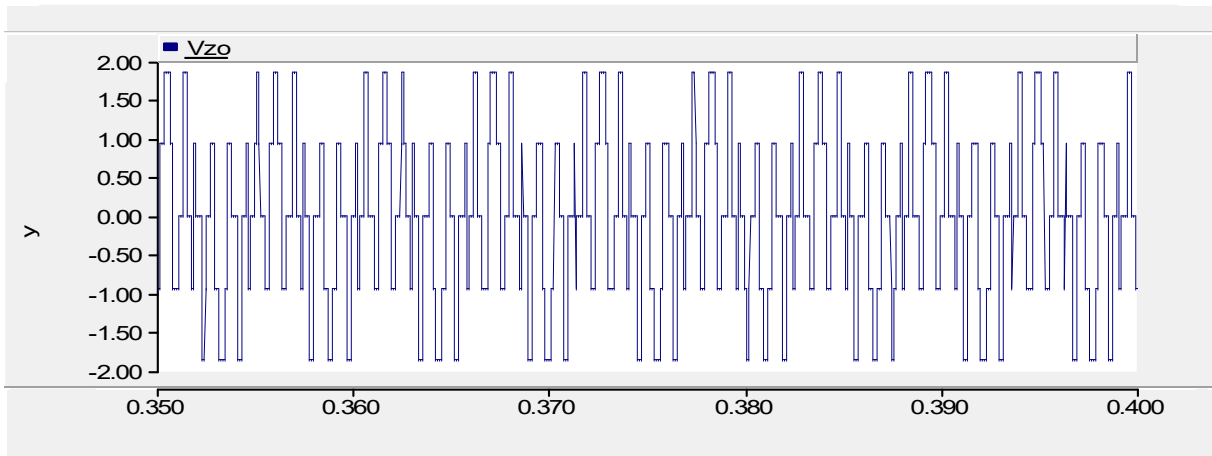
(f)



(g)



(h)



(i)

Em geral, na maioria aplicações, a tensão de saída do conversor é controlada variando o valor do índice de modulação. Em função desse fato, as simulações foram realizadas para analisar e comparar o desempenho das técnicas *PWM* vetorial e *PWM* baseadas em portadoras, aplicadas ao conversor *3L-NPC*, para índices de modulação variando entre 0,2 e 1.

O desempenho da *THD* da tensão de linha de saída e da corrente de carga do conversor *3L-NPC*, para diferentes índices de modulação, para diferentes técnicas *PWM* são descritos na Tabela 12 e na Tabela 13 respectivamente.

Tabela 12 – *THD (%)* da tensão de linha de saída do conversor *3L-NPC*

| ÍNDICE DE MÓDULAÇÃO | <i>PDPWM</i> | <i>PODPWM</i> | <i>COPWM</i> | <i>SFO</i> | | | <i>DSPWM</i> | <i>SVPWM</i> | <i>EHP SVPWM</i> |
|---------------------|--------------|---------------|--------------|--------------|---------------|--------------|--------------|--------------|------------------|
| | | | | <i>PDPWM</i> | <i>PODPWM</i> | <i>COPWM</i> | | | |
| 0.2 | 163,8 | 218,6 | 120,3 | 148,3 | 213,7 | 107,0 | 145,6 | 145,7 | 146,7 |
| 0.3 | 123,1 | 172,1 | 82,1 | 103,9 | 163,1 | 63,6 | 104,2 | 106,6 | 106,3 |
| 0.4 | 92,8 | 139,3 | 54,0 | 76,1 | 132,4 | 45,0 | 75,9 | 78,8 | 78,3 |
| 0.5 | 68,9 | 115,2 | 46,7 | 52,7 | 110,3 | 44,2 | 50,4 | 52,6 | 52,1 |
| 0.6 | 50,7 | 97,7 | 46,4 | 44,3 | 93,1 | 43,8 | 44,8 | 45,1 | 45,2 |
| 0.7 | 45,6 | 80,2 | 44,9 | 42,5 | 76,1 | 41,5 | 48,8 | 42,3 | 42,0 |
| 0.8 | 43,2 | 67,4 | 43,4 | 39,0 | 62,3 | 39,4 | 50,2 | 38,1 | 38,2 |
| 0.9 | 38,9 | 54,3 | 41,7 | 33,1 | 46,4 | 36,7 | 50,5 | 35,2 | 35,1 |
| 1.0 | 35,8 | 40,1 | 39,0 | 27,1 | 32,0 | 32,0 | 47,1 | 29,1 | 28,9 |

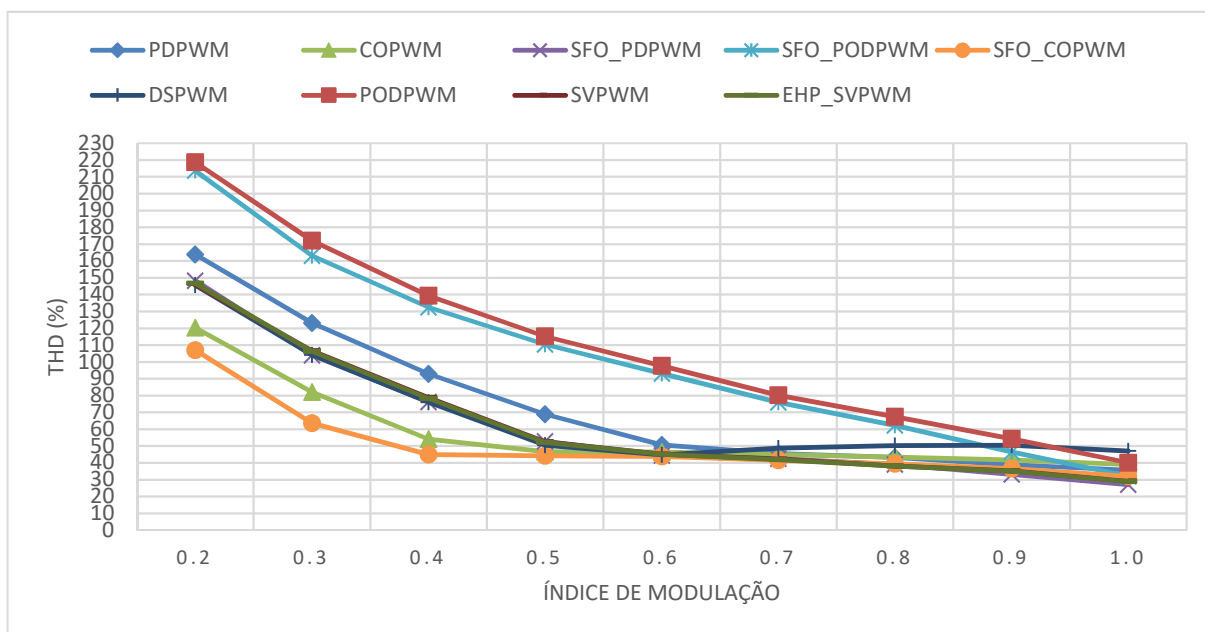
Fonte: Autor (2006).

Tabela 13 - *THD (%)* da corrente de carga do conversor *3L-NPC*

| ÍNDICE DE MÓDULAÇÃO | <i>PDPWM</i> | <i>PODPWM</i> | <i>COPWM</i> | <i>SFO</i> | | | <i>DSPWM</i> | <i>SVPWM</i> | <i>EHP SVPWM</i> |
|---------------------|--------------|---------------|--------------|--------------|---------------|--------------|--------------|--------------|------------------|
| | | | | <i>PDPWM</i> | <i>PODPWM</i> | <i>COPWM</i> | | | |
| 0.2 | 9,6 | 16,9 | 3,1 | 8,8 | 16,8 | 2,8 | 5,6 | 8,6 | 8,3 |
| 0.3 | 7,6 | 14,7 | 2,8 | 6,4 | 14,0 | 2,2 | 5,0 | 6,4 | 6,3 |
| 0.4 | 6,1 | 12,8 | 2,5 | 4,7 | 12,3 | 2,2 | 3,5 | 4,4 | 4,5 |
| 0.5 | 4,8 | 11,5 | 2,4 | 3,4 | 10,8 | 2,6 | 2,3 | 2,8 | 2,9 |
| 0.6 | 3,5 | 9,7 | 2,5 | 2,8 | 9,0 | 3,0 | 2,7 | 2,5 | 2,5 |
| 0.7 | 2,8 | 7,9 | 2,8 | 2,4 | 6,9 | 3,4 | 3,6 | 2,5 | 2,6 |
| 0.8 | 2,7 | 6,3 | 3,1 | 2,3 | 5,4 | 3,4 | 3,9 | 2,4 | 2,4 |
| 0.9 | 2,6 | 4,7 | 3,3 | 2,3 | 3,9 | 3,4 | 4,1 | 2,3 | 2,4 |
| 1.0 | 2,8 | 3,2 | 3,6 | 2,3 | 2,7 | 3,5 | 4,3 | 2,6 | 2,6 |

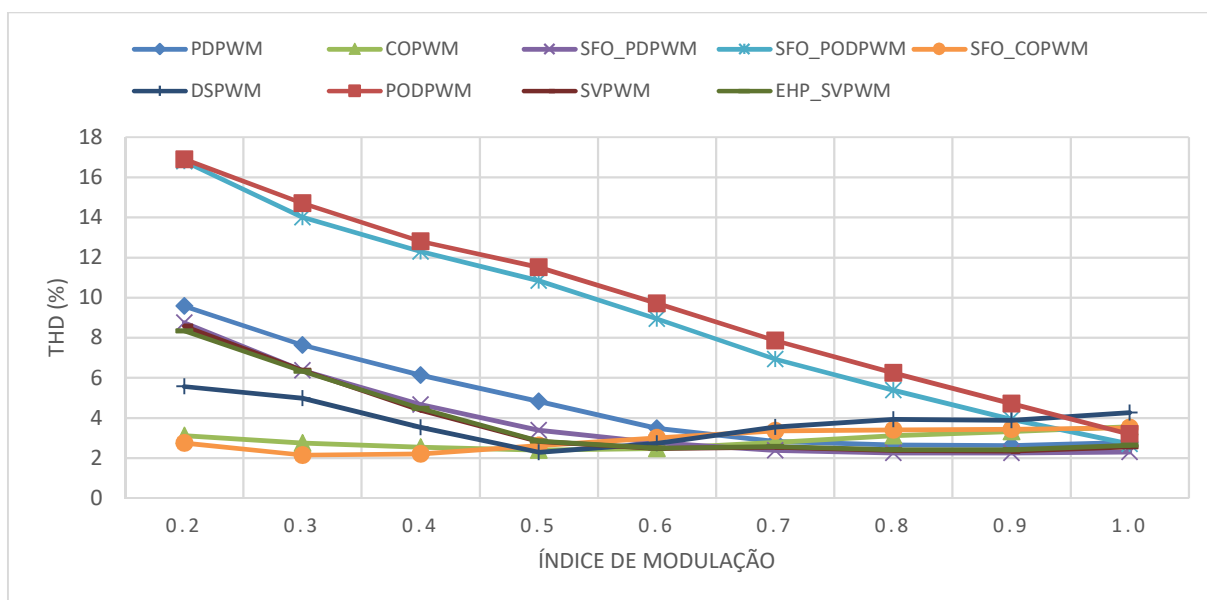
Fonte: Autor (2006).

A comparação da *THD* da tensão de linha da saída do conversor *3L-NPC* para as diferentes técnicas de modulação *PWM* são ilustradas na Figura 57.

Figura 57 - THD da tensão de saída do conversor $3L-NPC$ em função do índice de modulação

Fonte: Autor (2006).

A comparação da THD da corrente de carga do conversor $3L-NPC$ para as diferentes técnicas de modulação PWM são mostradas na Figura 58.

Figura 58 - THD corrente de carga do conversor $3L-NPC$ em função do índice de modulação

Fonte: Autor (2016).

Pode-se verificar, que as $THDs$ das estratégias baseadas em portadoras sem injeção da terceira harmônica, se aproxima muito daquelas das técnicas com injeção da terceira harmônica, quais sejam: $COPWM$ e $SFO-COPWM$, $PDPWM$ e $SFO-PDPWM$, $PODPWM$ e

SFO-PODPWM. Fato semelhante ocorre com as *THDs* das estratégias *SVPWM* e *EHP_SVPWM*, que se assemelham muito, como descrito no item 4.2 do Capítulo 4.

Pode-se observar também a similaridade entre as características da *THD* das estratégias *SFO-PDPWM* e *SVPWM*. Isso se deve ao fato de que a estratégia *PWM* baseada em portadora pode ser implementada de forma equivalente à estratégia vetorial, utilizando-se da injeção de portadoras de modo comum adequadas (YAO; HU; LU, 2008; WANG, 2002).

Como descrito em (WANG et al., 2003), as estratégias *COPWM* e *SFO-COPWM* apresentam um desempenho melhor da *THD* para baixos índices de modulação, se comparando com as demais estratégias. Nas regiões com índices de modulação elevados, as *THDs* são similares. As estratégias *PODPWM* e *SFO-PODPWM* são exceções, e apresentam o menor desempenho da *TDH* em praticamente toda extensão de modulação.

A solução analítica desenvolvida em (MCGRATH; HOLMES, 2002) para a estratégia *PWM* aplicada ao conversor *NPC*, confirma que a estratégia *PDPWM* apresenta um desempenho espectral harmônico superior, em comparação com a estratégia *PODPWM*. Isso se deve ao fato da estratégia *PDPWM* inserir energia harmônica significativa dentro da principal componente portadora, além de se basear no cancelamento de tal componente entre dois braços do conversor, quando as tensões de linha são formadas. Este desempenho superior pode ser também observado a partir dos resultados de simulação mostrados na Figura 57.

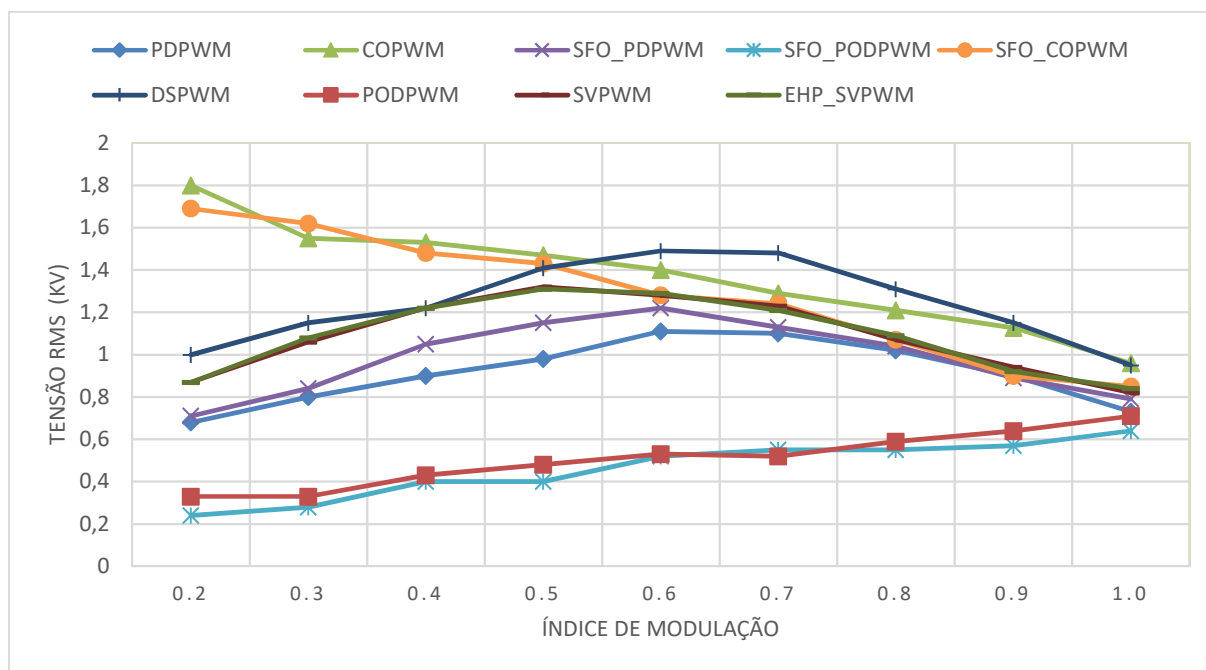
As estratégias baseadas em portadoras apresentam maior simplicidade computacional, do que a estratégia *SVPWM*. Outros autores também afirmam que a complexidade computacional para as estratégias baseadas em portadoras é menor, quando comparadas com a estratégia *SVPWM* (SEBAALY; KANAAN; MOUBAYED, 2014; LÓPEZ et al., 2013).

Fato de conhecimento geral, é que os conversores (inversores) *PWM* convencionais de dois níveis, geram tensões de modo comum com elevado d_v/d_t . De forma similar, as técnicas de modulação comumente utilizadas para os conversores multiníveis, geram também tensões de modo comum (ZHANG et al., 2000). Entretanto, neste caso, os valores são menores do que os dos inversores de dois níveis (CHATURVEDI; JAIN; AGARWAL, 2012). Entretanto, tais valores podem provocar tensões no eixo do motor, correntes nos rolamentos e interferências eletromagnéticas - *EMI* (BHARATIRAJA et al., 2013; CHATURVEDI; JAIN; AGARWAL, 2012, ZHANG et al., 2000).

A Figura 59 mostra o gráfico da tensão eficaz de modo comum para diversos índices de modulação, quando se emprega diferentes estratégias *PWM*. Entretanto, neste caso, não foi

utilizado nenhum algoritmo adicional de controle para reduzir a tensão de modo comum na saída do ponto neutro do conversor $3L-NPC$. A magnitude da tensão de modo comum (máxima) foi reduzida para $\pm V_d/6$, empregando as estratégias $PODPWM$ e $SFO-PODPWM$, como observado na Figura 56.

Figura 59 - Tensão eficaz de modo comum em função do índice de modulação para diferentes estratégias PWM

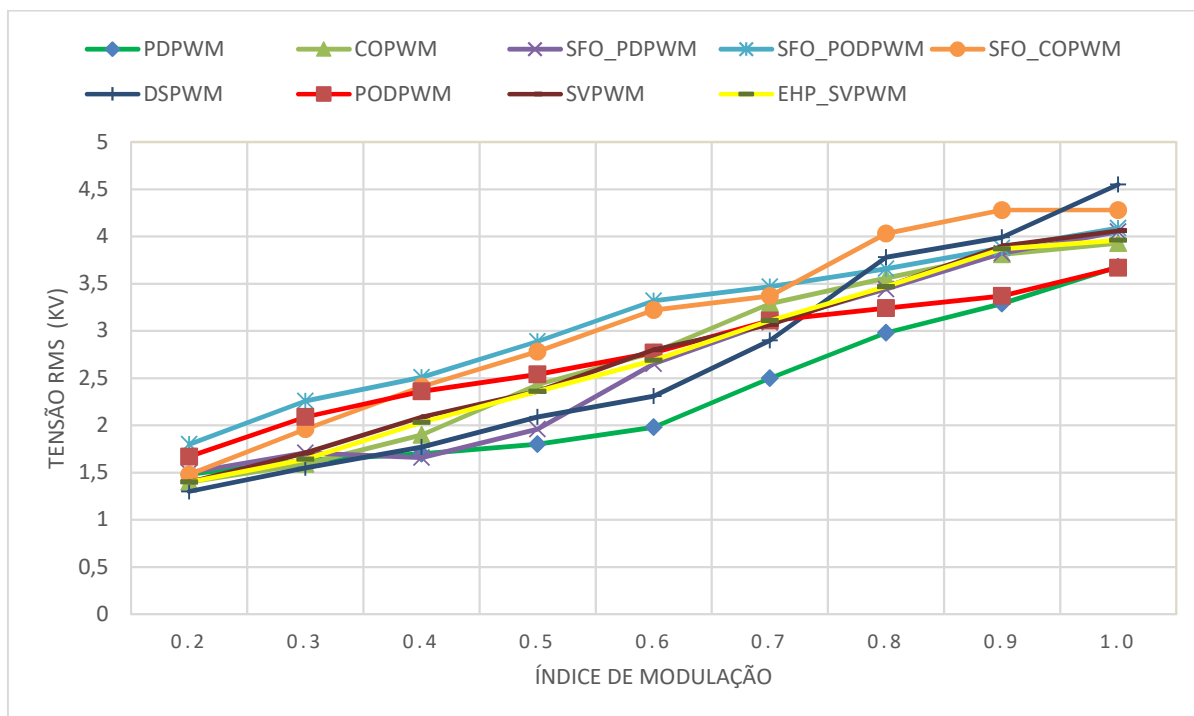


Fonte: Autor (2016).

Como pode-se observar na Figura 56, as tensões eficazes de modo comum são bem similares para as estratégias $PDPWM$, $SFO-PDPWM$, $SVPWM/EHP-SVPWM$ e $DSPWM$. Entretanto, ocorre, nesta mesma ordem, um gradativo aumento dos valores da tensão eficaz. Para as estratégias $COPWM$ e $SFO-COPWM$, ocorre um aumento linear na tensão eficaz à medida em que se reduz o índice de modulação. Fato oposto, ocorre para as estratégias $PDPWM$ e $SFO-PDPWM$. Neste caso, ocorre um aumento linear na tensão eficaz à medida que se aumenta o índice de modulação.

Como descrito anteriormente, as estratégias baseadas em portadoras com injeção de terceira harmônica, possibilitam um melhor aproveitamento da tensão do barramento CC, na faixa linear de modulação. Fato que também ocorre para as estratégias vetoriais. A Figura 60 mostra o comportamento gráfico da tensão eficaz de saída entre fases para diversos índices de modulação, quando se emprega diferentes estratégias PWM .

Figura 60 - Tensão eficaz de saída entre fases em função do índice de modulação para diferentes estratégias *PWM*



Fonte: Autor (2016).

De forma simplificada, as Tabelas 14 e Tabela 15, apresentam um comparativo entre as estratégias *PWM* vetorial e *PWM* baseadas em portadoras. A Tabela 14 apresenta uma comparação qualitativa da *THD* da tensão e da corrente de saída do conversor *3L-NPC*. A Tabela 15 apresenta uma comparação qualitativa da tensão eficaz de saída, da tensão eficaz de modo comum do conversor *3L-NPC*, bem como uma avaliação da complexidade computacional dos algoritmos implementados no *PSCAD/EMTDC*. Para possibilitar uma melhor avaliação, os índices de modulação foram divididos em dois grupos.

Tabela 14– Comparação da *THD* para diferentes estratégias *PWM*

| ESTRATÉGIAS <i>PWM</i> | <i>THD</i> da tensão | | <i>THD</i> da corrente | |
|---------------------------|----------------------|----------------|------------------------|----------------|
| | $m_a \leq 0,5$ | $m_a \geq 0,6$ | $m_a \leq 0,5$ | $m_a \geq 0,6$ |
| <i>PDPWM</i> | Moderado | Baixo | Moderado | Baixo |
| <i>SFO-PDPWM</i> | Moderado | Baixo | Moderado | Baixo |
| <i>PODPWM</i> | Alto | Alto | Alto | Alto |
| <i>SFO-PODPWM</i> | Alto | Alto | Alto | Alto |
| <i>COPWM</i> | Baixo | Baixo | Baixo | Moderado |
| <i>SFO-COPWM</i> | Baixo | Baixo | Baixo | Moderado |
| <i>DSPWM</i> | Moderado | Moderado | Moderado | Moderado |
| <i>SVPWM</i> | Moderado | Baixo | Moderado | Baixo |
| <i>EHP-SVPWM</i> | Moderado | Baixo | Moderado | Baixo |

Fonte: Autor (2016).

Tabela 15 - Comparação da tensão eficaz de saída, tensão eficaz de modo comum e da complexidade computacional dos algoritmos implementado no *PSCAD/EMTDC*

| ESTRATÉGIAS <i>PWM</i> | Tensão eficaz de saída | | Tensão eficaz de modo comum | | Complexidade computacional dos algoritmos |
|---------------------------|------------------------|----------------|-----------------------------|----------------|---|
| | $m_a \leq 0,5$ | $m_a \geq 0,6$ | $m_a \leq 0,5$ | $m_a \geq 0,6$ | |
| <i>PDPWM</i> | Baixo | Baixo | Moderado | Moderado | Baixo |
| <i>SFO-PDPWM</i> | Baixo | Moderado | Moderado | Moderado | Médio |
| <i>PODPWM</i> | Alto | Baixo | Baixo | Baixo | Baixo |
| <i>SFO-PODPWM</i> | Alto | Alto | Baixo | Baixo | Médio |
| <i>COPWM</i> | Moderado | Moderado | Alto | Alto | Baixo |
| <i>SFO-COPWM</i> | Alto | Alto | Alto | Moderado | Médio |
| <i>DSPWM</i> | Moderado | Moderado | Moderado | Alto | Médio |
| <i>SVPWM</i> | Moderado | Moderado | Moderado | Moderado | Alto |
| <i>EHP-SVPWM</i> | Moderado | Moderado | Moderado | Moderado | Alto |

Fonte: Autor (2016).

6. CONCLUSÃO

As técnicas de modulação para aplicação em conversores multiníveis têm evoluído e diversificado, tanto para as estratégias vetoriais como para as estratégias baseadas em portadoras. A aplicabilidade de tais técnicas tem sido facilitada devido ao desenvolvimento de processadores digitais cada vez mais rápidos. Neste contexto, diversas técnicas de modulação *PWM* baseadas em portadoras, além de estratégias vetoriais, aplicadas a um conversor *NPC*, foram apresentadas, analisadas e comparadas neste trabalho.

A topologia abordada para o conversor multinível foi a de três níveis com diodo de grampeamento *3L-NPC*. Esta topologia tem se tornado uma opção atrativa, além de estar bem consolidada. Inclusive, a sua gama de aplicação vem se diversificando, e ela vem sendo utilizada tanto em sistema de média como de alta tensão, bem como em aplicações na indústria e em sistemas de energias renováveis.

As estratégias de modulação foram implementadas no *software* de simulação *PSCAD/EMTDC*. Inclusive foram desenvolvidos dois algoritmos para simulação das estratégias vetoriais *SVPWM* convencional e *EHP-SVPWM* com eliminação de harmônicas pares. Os resultados obtidos foram apresentados em forma de figuras e tabelas que possibilitaram a comparação entre as estratégias implementadas. Além disso, os resultados obtidos foram coerentes quando comparados com aqueles apresentados por (WU, 2006; FENG, et al., 2005), o que valida as simulações.

A partir dos resultados obtidos, pelas simulações realizadas no *PSCAD/EMTDC*, foram realizadas as seguintes comparações de desempenho: da *THD* das tensões e correntes de saída, do valor eficaz da tensão de saída entre fases e da tensão eficaz de modo comum no ponto neutro do conversor *3L-NPC*.

Pode-se inferir, a partir dos resultados das comparações, que algumas estratégias de modulação baseadas em portadoras conseguem aliar um bom desempenho com simplicidade quando comparadas com as estratégias vetoriais. Apesar, da modulação vetorial se apresentar como mais vantajosa, as seguintes características: *THD*, tensão de modo comum e tensão eficaz, se mostraram equivalentes as das estratégias de modulação baseadas em portadoras.

A escolha da estratégia de modulação deve considerar a faixa de operação para a qual o índice de modulação melhor atenda a aplicação desejada, seja ela a *THD* ou a tensão de modo comum. Entretanto, a escolha da estratégia de modulação não é simples, principalmente quando se deseja atender critérios de desempenho de diferentes métricas.

Este trabalho também apresentou os resultados de simulação de diferentes estratégias de modulação aplicadas ao conversor $3L$ -NPC. Tais resultados podem ser úteis quando da escolha de uma destas estratégias em uma aplicação prática.

Configura-se como um trabalho referencial, que pode servir de base importante para futuros trabalhos de nesta área.

Como sugestão para trabalhos futuros, poderia ser explorado o desbalanceamento dos capacitores do barramento CC, principalmente, sob o aspecto do impacto das diversas modulações e índices de modulação, na oscilação de tensão no ponto neutro, nos desequilíbrios de tensão entre os capacitores e também nas suas correntes.

Em muitas aplicações em acionamentos com velocidade ajustável, varia-se a frequência da forma de onda moduladora, desta forma também poderia ser explorado o comportamento da *THD* variando-se o índice de modulação e a frequência da forma de onda moduladora.

Sugere-se também o desenvolvimento de um conversor com capacidade de ajustar a modulação *PWM*, que resulte na utilização ótima de uma determinada faixa de índice de modulação que resulte no melhor desempenho das métricas definidas.

A obtenção de resultados experimentais, quando aplicadas as diferentes estratégias de modulação ao conversor $3L$ -NPC, permitiria uma comparação conclusiva com os obtidos por simulação no *PSCAD/EMTDC*.

REFERÊNCIAS

- ANAND, M.; SENTHILKUMAR, R. Analysis of Neutral Point Clamped Multilevel Inverter Using Space Vector Modulation Technique. **International Journal of Engineering and Technical Research**, v. 3, n. 2, p. 32-37, Feb. 2015.
- BENDRE, A. et al. Comparative evaluation of modulation algorithms for neutral-point-clamped converters. in **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 2, p. 634-643, Mar./Apr. 2005.
- BHARATIRAJA, C. et al. Comparative Analysis of Different PWM Techniques to Reduce the Common Mode Voltage in Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverters for Variable Speed Induction Drives. **International Journal of Power Electronics and Drive System**, v. 3, n. 1, p. 105-116, Mar. 2013.
- BHUVANESWARI, V. et al. Multicarrier Sinusoidal PWM Technique Based Analysis of Asymmetrical and Symmetrical 3 Φ Cascaded MLI. **International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering**, v. 3, n. 2, p. 5755-5761, Feb. 2014.
- CARRARA, G. et al. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis. in **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 7, n. 3, p. 497-505, Jul. 1992.
- CHATURVEDI, P.; JAIN, S.; AGARWAL, P. Carrier-Based CommonMode Voltage Control Techniques in Three-Level Diode-Clamped Inverter. **Hindawi Publishing Corporation Advances in Power Electronics**, v. 2012, p. 1-12, July 2012.
- CHOUDHURY, A.; PILLAY, P.; WILLIAMSON, S. S. A performance comparison study of space-vector and carrier-based PWM techniques for a 3-level neutral point clamped (NPC) traction inverter drive. **Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2014 IEEE International Conference on**, Mumbai, p. 1-6, Dec. 2014.
- DEBNATH, S. et al. Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 37-53, Jan. 2015.
- FAR, Z. D.; RADAN, A.; FAR, M. D. Introduction and Evaluation of Novel Multi-level Carrier-Based PWM Strategies Using a Generalized Algorithm. **Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on**, Aalborg, p. 1-10, Sept. 2007.
- FENG, D. et al. Space Vector Modulation for High-Power Three-Level NPC Rectifiers Without Even Order Harmonics. **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**, Recife, p. 1986-1991, June 2005.
- FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, p. 28 - 39, June 2008.
- HASSANPOOR, A. et al. Evaluation of different carrier-based PWM methods for modular multilevel converters for HVDC application. **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, Montreal, p. 388-393, Oct. 2012.
- HASSANPOOR, A. et al. Evaluation of different carrier-based PWM methods for modular multilevel converters for HVDC application. **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, Montreal, p. 388-393, Oct. 2012.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice**. 1ª. ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2003.

- KARATSIVOS, E. D.; ADAMIDIS, G. A.; NATHENAS, T. G. A new Space Vector Modulation Strategy for multilevel inverters. **Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on**, Rome, p. 1-7, Sept. 2010.
- KHOMFOI, S.; TOLBERT, L. M. Multilevel Power Converters. In: RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications**. 3^a. ed. Amsterdam, Boston, Heidelberg, London, New York, Oxford, Paris, San Diego, San Francisco, Singapore, Sydney, Tokyo: Elsevier, 2011. Cap. 17, p. 455-486.
- KOCALMIS, A.; SUNTER, S. Simulation of a Space Vector PWM Controller For a Three-Level Voltage-Fed Inverter Motor Drive. **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**, Paris, p. 1915-1920, Nov. 2006.
- KONSTANTINOU, G. S.; AGELIDIS, V. G. Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques. **2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, Xi'an, p. 3399-3404, May 2009.
- KOURO, S. et al. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553-2580, Aug. 2010.
- LEE, D.-M.; JUNG, J.-W.; KWAK, S.-S. Simple Space Vector PWM Scheme for 3-level NPC Inverters Including the Overmodulation Region. **Journal of Power Electronics**, v. 11, n. 5, Sept. 2011.
- LEON, J. I. et al. Conventional Space-Vector Modulation Techniques Versus the Single-Phase Modulator for Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2473-2482, July 2010.
- LI, N. et al. Novel Carrier-Based PWM Strategy of a Three-Level NPC Voltage Source Converter without Low-Frequency Voltage Oscillation in the Neutral Point. **Journal of Power Electronics**, v. 14, n. 3, p. 531-540, May 2014.
- LÓPEZ, I. et al. Review of Modulation Algorithms for Neutral-Point-Clamped Multilevel Converter. **International Conference on Renewable Energies and Power Quality**, Bilbao, Mar. 2013.
- MAKLAKOV, A. S.; RADIONOV, A. A. EMC evaluation of three level NPC converter based on space vector PWM. **Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIConRusNW), 2015 IEEE NW Russia**, St. Petersburg, p. 236-240, Feb. 2015.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. in **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 858-867, Aug. 2002.
- MEKHILEF, S.; KHUDHUR, H. I.; BELKAMEL, H. DC link capacitor voltage balancing in three level neutral point clamped inverter. **Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012 IEEE 13th Workshop on**, Kyoto, p. 1-4, June 2012.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-17, n. 5, p. 518-523, Sept. 1981.
- NAMBALLA, S.; KIRAN, T. V. A space vector PWM scheme for neutral point clamped multilevel inverters. **International Journal of Power System Operation and Energy Management**, v. 1, n. 4, p. 22-26, 2012.
- PEREIRA, I.; MARTINS, A. Experimental Comparison of Carrier and Space Vector PWM Control Methods for Three-Phase NPC Converters. **International Conference on Renewable Energies and Power**, Valencia, p. 1-6, Apr. 2009.

POU, J. et al. Fast-Processing Modulation Strategy for the Neutral-Point-Clamped Converter With Total Elimination of Low-Frequency Voltage Oscillations in the Neutral Point. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 4, p. 2288-2294, Aug. 2007.

POU, J.; BOROYEVICH, D.; PINDADO, R. Effects of imbalances and nonlinear loads on the voltage balance of a neutral-point-clamped inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 1, p. 123-131, Jan. 2005.

PRATHEESH, K. J.; JAGADANAND, G.; RAMCHAND, R. Reduced current harmonic in the NPC Inverter with a Novel Space Vector PWM. **Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES), 2015 IEEE International Conference on**, Kozhikode, p. 1-5, Feb. 2015.

RADAN, A.; SHAHIRINIA, A. H.; FALAHI, M. Evaluation of Carrier-Based PWM Methods for Multi-level Inverters. **2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Vigo, p. 389-394, June 2007.

RAJ, M.; MANIMALA, K. Voltage Balancing Control in Three Level Diode Clamped Inverter Using Carrier Based Offset Addition. **International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering**, v. 3, n. 3, Mar. 2015.

RAMYASHREE, H. P. Comparative Study of Different PWM Control Techniques for a Three-phase Eleven-level Cascaded H-bridge Multilevel DC-link Inverter. **International Journal of Engineering Research & Technology**, v. 2, n. 9, p. 38-44, Sept. 2013.

REDDY, V. N. H.; BABU, C. S.; SURESH, K. Advanced modulating techniques for diode clamped multilevel inverter fed induction motor. **ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences**, v. 6, n. 1, p. 90-99, Jan. 2011.

RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 2930-2945, Dec. 2007.

RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. **in Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786-1817, Nov. 2009.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F.. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724-738, Aug. 2002.

SAMBATH, E.; NATARAJAN, S. P.; BALAMURUGAN, C. R. Performance Evaluation of Multi Carrier Based PWM Techniques for Single Phase Five Level H-Bridge Type FCMLI. **IOSR Journal of Engineering**, v. 2, n. 7, p. 82-90, July 2012.

SANTOS, C. A.; ANTUNES, F. L. M. Losses Comparison Among Carrier-Based PWM Modulation Strategies in Three Level Neutral-Point-Clamped Inverter. **International Conference on Renewable Energies and Power Quality**, Las Palmas de Gran Canaria, p. 1-6, Apr. 2011.

SANTOS, E. C.; SILVA, E. R. C. **Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages**. 1^a. ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2014.

SARIBULUT, L. et al. Performance Comparison of PWM Methods for 27-Level Hybrid Multilevel Inverters. **Gazi University Journal of Science**, v. 25, n. 3, p. 689-695, Jan. 2012.

SEBAALY, F.; KANAAN, H. Y.; MOUBAYED, N. Three-level neutral-point-clamped inverters in transformerless PV systems - State of the art. **MELECON 2014 - 2014 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference**, Beirut, p. 1-7, Apr. 2014.

SENGOLRAJAN, T.; SHANTHI, B.; NATARAJAN, S. P. Performance Analysis of Multicarrier PWM Strategy for Seven Level Diode clamped Z-Source Inverter. **International Conference on Innovations In Intelligent Instrumentation, Optimization And Signal Processing**, p. 15-20, Mar. 2013.

SIRISUKPRASERT, S.; LAI, J.-S.; LIU, T.-H. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 875-881, Aug. 2002.

SOMMER, R. et al. New medium voltage drive systems using three-level neutral point clamped inverter with high voltage IGBT. **Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE**, Phoenix, v. 3, p. 1513-1519, Oct. 1999.

SOURKOUNIS, C.; AL-DIAB, A. A comprehensive analysis and comparison between Multilevel Space-Vector Modulation and Multilevel Carrier-Based PWM. **Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th**, Poznan, p. 1710-1715, Sept. 2008.

SRIRATTANAWICHAIKUL, W. et al. A carrier-based PWM strategy for three-level neutral-point-clamped voltage source inverters. **Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on**, Singapore, p. 948-951, Dec. 2011.

SURYAKANT, H. P.; KULKARNI, A. S.; JAMBHULKAR, C. A. Effect of Carrier Frequency on the Performance of Three Phase SPWM Inverter. **International Journal of Science, Engineering and Technology Research**, v. 4, n. 9, p. 3019-3023, Sept. 2015.

TOLBERT, L. M.; HABETLER, T. G. Novel multilevel inverter carrier-based PWM method. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 5, p. 1098-1107, Sep./Oct. 1999.

URMILA, B.; SUBBARAYUDU, D. Multilevel Inverters: A Comparative Study of Pulse Width Modulation Techniques. **International Journal of Scientific & Engineering Research**, v. 1, n. 3, p. 1-5, Dec. 2010.

VEENSTRA, M.; RUFER, A. PWM-control of multi-level voltage-source inverters. **Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual**, Galway, v. 3, p. 1387-1393, June 2000.

VENKATARAMANAN, K.; SHANTHI, B.; NATARAJAN, S. P. Comparative study on various PWM Strategies for Novel Multilevel Inverter. **IOSR Journal of Engineering**, v. 3, n. 5, p. 32-40, May 2013.

WANG, F. Sine-Triangle versus Space-Vector Modulation for Three-Level PWM Voltage-Source Inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, no. 2, pp. , , n. 2, p. 500-506, Mar./Apr. 2002.

WANG, H. et al. Novel Carrier-Based PWM Methods for Multilevel Inverter. **Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE**, v. 3, p. 2777-2782, Nov. 2003.

WU, B. **High-Power Converters and Drives**. 1st ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2006.

YAO, W.; HU, H.; LU, Z. Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 45-51, Jan. 2008.

ZHANG, H. et al. Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 6, p. 1645-1653, Nov./Dec. 2000.

ZHOU, K.; WANG, D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 1, p. 186-196, Feb. 2002.

APÊNDICE A: Algoritmo *SVPWM* Convencional

!PROGRAMA FORTRAN - EXECUTADO NO PSCAD

! input variables

```
#LOCAL REAL Ts
#LOCAL REAL Theta_PLL_f
#LOCAL REAL Theta_PLL
#LOCAL REAL mag_mul
```

! output variables

```
#LOCAL INTEGER G1
#LOCAL INTEGER G2
#LOCAL INTEGER G3
#LOCAL INTEGER G4
#LOCAL INTEGER G5
#LOCAL INTEGER G6
#LOCAL REAL Saida1
#LOCAL REAL Saida2
#LOCAL REAL Saida3
#LOCAL REAL Saida4
```

! Variables for reference determination

```
#LOCAL INTEGER SECTOR_NUM
#LOCAL INTEGER REGION_NUM
#LOCAL REAL theta
#LOCAL REAL theta_sec
#LOCAL REAL Theta_ts
#LOCAL REAL M
#LOCAL REAL Ma
#LOCAL REAL M1
#LOCAL REAL M2
#LOCAL REAL theta_sector
#LOCAL INTEGER SWT1A
#LOCAL INTEGER SWT1B
#LOCAL INTEGER SWT2A
#LOCAL INTEGER SWT2B
#LOCAL INTEGER REGION_AB
#LOCAL INTEGER AUX1
```

! Calculo do tempo de comutação dos vetores

```
#LOCAL REAL Ta
#LOCAL REAL Tb
#LOCAL REAL Tc
#LOCAL REAL firing_counter
#LOCAL INTEGER AUX
```

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!! PLL !!!

```
theta = $Theta_PLL
```

```
Theta_ts = $Theta_PLL_f
```

! !!!!!!!!!!!!! MODULAÇÃO VETORIAL

```
firing_counter = STORF(NSTORF + 5)
```

! Modulo

```
M = $mag_mul
```

! RaiZ 3/2, razao para adequar modulo max, ou seja, raio interno do hexagono

```
Ma = M * 0.86602540378
```

```
IF (Theta_ts == 0) THEN
```

```
    AUX1 = 0
```

```
ENDIF
```

! !!!!!!!!!!!!! SETORES E REGIOES

```
IF (AUX == 0) THEN
```

```
    AUX = 1
```

```
IF(theta <= 1.047197551 .and. theta > 0) THEN ! SETOR1
```

```
    SECTOR_NUM = 1
```

```
    theta_sector = theta
```

```
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
```

```

M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
    REGION_NUM = 1
ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
    REGION_NUM = 3
ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
    REGION_NUM = 2
ELSE IF (M2 > 0.5 ) THEN ! Regiao4
    REGION_NUM = 4
ENDIF
ENDIF ! end SETOR1

IF(theta <= 2.094395102 .and. theta > 1.047197551) THEN ! SETOR2
    SECTOR_NUM = 2
    theta_sector = theta - 1.04719755
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5 ) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF

ENDIF ! end SETOR2

IF(theta <= 3.141592654 .and. theta > 2.094395102) THEN ! SETOR3
    SECTOR_NUM = 3
    theta_sector = theta - 2.094395102
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5 ) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF

ENDIF ! end SETOR3

IF(theta <= 4.188790205 .and. theta > 3.141592654) THEN ! SETOR4
    SECTOR_NUM = 4
    theta_sector = theta - 3.14159265
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5 ) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF ! end SETOR4

IF(theta <= 5.235987756 .and. theta > 4.188790205) THEN ! SETOR5
    SECTOR_NUM = 5
    theta_sector = theta - 4.188790205
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5 ) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF

```

```

ENDIF ! end SETOR5
IF(theta <= 6.2831853 .and. theta > 5.235987756) THEN ! SETOR6
    SECTOR_NUM = 6
    theta_sector = theta - 5.235987756
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF ! end SETOR6
! Dwell Time Calculations

theta_sec = theta - (SECTOR_NUM - 1) * 1.047197551
IF (theta_sec < 0) THEN
    theta_sec = theta_sec + 6.2831853
ENDIF
IF (theta_sec < 0.523599 .and. theta_sec >= 0) THEN
    REGION_AB = 1 ! Regiao 1A
ELSE
    REGION_AB = 2 ! Regiao 1B
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_NUM == 1) THEN
    Ta = M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec)
    Tb = 1 - M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec)
    Tc = M * 2 * SIN(theta_sec)

ELSE IF (REGION_NUM == 2) THEN
    Ta = 1 - M * 2 * SIN(theta_sec)
    Tb = M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec) - 1
    Tc = 1 - M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec)

ELSE IF (REGION_NUM == 3) THEN
    Ta = 2 - M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec)
    Tb = M * 2 * SIN(theta_sec)
    Tc = M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec) - 1

ELSE
    Ta = M * 2 * SIN(theta_sec) - 1
    Tb = M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec)
    Tc = 2 - M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec)

ENDIF
! switching period will be 926 usec
Ta = Ta * Ts
Tb = Tb * Ts
Tc = Tc * Ts
! end MODULAÇÃO VETORIAL

! !!!!!!! PULSOS GATE!!!!!!!!!!

firing_counter = firing_counter + 1

IF(firing_counter < Tc/4) THEN
    SWT1B = 1
ELSE IF (firing_counter >= Tc/4 .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2)) THEN
    SWT1B = 2
ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2)) THEN
    SWT1B = 3
ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2)) THEN
    SWT1B = 4
ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2)) THEN
    SWT1B = 5
ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tb/2)) THEN
    SWT1B = 6
ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/4)) THEN
    SWT1B = 7

```

```

ENDIF
IF(firing_counter < Ta/4) THEN
    SWT2A = 1
    ELSE IF (firing_counter >= Ta/4 .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2)) THEN
        SWT2A = 2
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2)) THEN
        SWT2A = 3
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2)) THEN
        SWT2A = 4
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tc/2))
THEN
        SWT2A = 5
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 +
Tc/2 + Tb/2)) THEN
        SWT2A = 6
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tc/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 +
Ta/2 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/4)) THEN
        SWT2A = 7
ENDIF
IF(firing_counter < Ta/4) THEN
    SWT1A = 1
    ELSE IF (firing_counter >= Ta/4 .and. firing_counter < (Ta/4 + Tc/2)) THEN
        SWT1A = 2
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tc/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2)) THEN
        SWT1A = 3
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/2)) THEN
        SWT1A = 4
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/2 + Tb/2))
THEN
        SWT1A = 5
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/2 +
Tb/2 + Tc/2)) THEN
        SWT1A = 6
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tc/2 + Tb/2 +
Ta/2 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/4)) THEN
        SWT1A = 7
ENDIF
IF(firing_counter < Tc/4) THEN
    SWT2B = 1
    ELSE IF (firing_counter >= Tc/4 .and. firing_counter < (Tc/4 + Ta/2)) THEN
        SWT2B = 2
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Ta/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2)) THEN
        SWT2B = 3
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/2)) THEN
        SWT2B = 4
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/2 + Tb/2))
THEN
        SWT2B = 5
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/2 +
Tb/2 + Ta/2)) THEN
        SWT2B = 6
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Ta/2 + Tb/2 +
Tc/2 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/4)) THEN
        SWT2B = 7
ENDIF
Saida2 = REGION_NUM
Saida1 = theta
Saida3 = firing_counter
Saida4 = SECTOR_NUM

IF (REGION_AB == 1) THEN
IF(SWT1A == 1 .or. SWT1A == 7) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1) THEN

        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V1 = ONN

            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V3 = NON
            G1 = 0

```

```

        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
    ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 5) THEN
    IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V5 = NNO
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF(SWT1B == 1 .or. SWT1B == 7) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V2 = OON
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V4 = NOO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V6 = ONO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF(SWT2A == 1 .or. SWT2A == 7) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V2 = OON
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V4 = NOO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V6= ONO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0

```

```

        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF(SWT2B == 1 .or. SWT2B == 7) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V3 = NON
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V5 = NNO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V1 = ONN
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWT1A == 2 .or. SWT1A == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V13 = PNN
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 0
        ELSE IF (REGION_NUM == 1 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V2 = OON
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V15 = NPN
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0

        ELSE IF (REGION_NUM == 1 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V4 = NOO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V17 = NNP
            G1 = 0

```

```

        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 1
        G6 = 1
        ELSE IF(REGION_NUM == 1 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V6 = ONO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF (SWT1B == 2 .or. SWT1B == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1) THEN
        IF(REGION_NUM == 1 )THEN ! VO = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF(REGION_NUM == 4 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V7 = PON
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1)THEN ! V0 = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF(REGION_NUM == 4 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V9 = NPO
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1)THEN ! VO = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF(REGION_NUM == 4 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V11 = ONP
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 1
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWT2A == 2 .or. SWT2A == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! V0 = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1

```



```

        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V8 = OPN
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! VO = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V10 = NOP
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! VO = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V12 = PNO
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2) THEN
IF (SWT2B == 2 .or. SWT2B == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V15 = NPN
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V2 = OON
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V17 = NNP
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 1
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V4 = NOO
        G1 = 0
        G2 = 0

```

```

        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
    ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
    IF(REGION_NUM == 4) THEN ! V13 = PNN
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 0
    ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V6 = ONO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF(SWT1A == 3 .or. SWT1A == 5) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! V0 = OOO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V7 = PON
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! V0 = OOO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V9 = NPO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN ! V0 = OOO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V11 = ONP
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF

```

```

ENDIF
IF (REGION_AB == 2) THEN
IF(SWT1B == 3 .or. SWT1B == 5) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V14 = PPN
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V1 = POO
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V16 = NPP
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V3 = OPO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V18 = PNP
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 1
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V5 = OOP
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF(SWT2A == 3 .or. SWT2A == 5) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V14 = PPN
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V3 = OPO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V16 = NPP
            G1 = 0

```

```

        G2 = 0
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V5 = OOP
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V18 = PNP
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 1
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V1 = POO
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF(SWT2B == 3 .or. SWT2B == 5) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1)THEN ! V0 = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 4) THEN ! V8 = OPN
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1)THEN ! V0 = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 4) THEN ! V10 = NOP
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1)THEN ! VO = OOO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 4) THEN ! V12 = PNO

```

```

        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWT1A == 4) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V1 = POO
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V3 = OPO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V5 = OOP
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF (SWT1B ==4) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V2 = PPO
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V4 = OPP
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V6 = POP
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWT2A ==4) THEN

```


APÊNDICE B: Algoritmo *EHP-SVPWM* com eliminação de harmônicos pares

! PROGRAMA FORTRAN EXECUTADO NO PSCAD
! input variables

```
#LOCAL REAL Ts
#LOCAL REAL Theta_PLL_f
#LOCAL REAL Theta_PLL
#LOCAL REAL mag_mul
```

```
! output variables
#LOCAL INTEGER G1
#LOCAL INTEGER G2
#LOCAL INTEGER G3
#LOCAL INTEGER G4
#LOCAL INTEGER G5
#LOCAL INTEGER G6
#LOCAL REAL Saida1
#LOCAL REAL Saida2
#LOCAL REAL Saida3
#LOCAL REAL Saida4
```

```
! Variables for reference determination
#LOCAL INTEGER SECTOR_NUM
#LOCAL INTEGER REGION_NUM
#LOCAL REAL theta
#LOCAL REAL theta_sec
#LOCAL REAL Theta_ts
#LOCAL REAL M
#LOCAL REAL Ma
#LOCAL REAL M1
#LOCAL REAL M2
#LOCAL REAL theta_sector
#LOCAL INTEGER SWT1A
#LOCAL INTEGER SWT1B
#LOCAL INTEGER SWT2A
#LOCAL INTEGER SWT2B
#LOCAL INTEGER REGION_AB
#LOCAL INTEGER soma
```

```
! Calculo do tempo de comutação dos vetores
#LOCAL REAL Ta
#LOCAL REAL Tb
#LOCAL REAL Tc
#LOCAL REAL firing_counter
#LOCAL INTEGER AUX
```

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!! PLL !!!

```
theta = $Theta_PLL
```

```
Theta_ts = $Theta_PLL_f
```

```
! !!!!!!!!!!!!!!! MODULAÇÃO VETORIAL
```

```
firing_counter = STORF(NSTORF + 5)
```

```
! Modulo
M = $mag_mul
! RaiZ 3/2, razao para adequar modulo max, ou seja, raio interno do hexagono
Ma = M * 0.86602540378
```

```
IF(Theta_ts == 0) THEN
    soma = 0
```

```
ENDIF
```

```
! !!!!!!!!!!!!!!! SETORES E REGIOES
```

```
IF (AUX == 0) THEN
    AUX = 1
```

```
IF(theta <= 1.047197551 .and. theta > 0) THEN ! SETOR1
    SECTOR_NUM = 1
    theta_sector = theta
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
```

```

        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF ! end SETOR1
IF(theta <= 2.094395102 .and. theta > 1.047197551) THEN ! SETOR2
    SECTOR_NUM = 2
    theta_sector = theta - 1.04719755
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF ! end SETOR2
IF(theta <= 3.141592654 .and. theta > 2.094395102) THEN ! SETOR3
    SECTOR_NUM = 3
    theta_sector = theta - 2.094395102
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF ! end SETOR3
IF(theta <= 4.188790205 .and. theta > 3.141592654) THEN ! SETOR4
    SECTOR_NUM = 4
    theta_sector = theta - 3.14159265
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF ! end SETOR4
IF(theta <= 5.235987756 .and. theta > 4.188790205) THEN ! SETOR5
    SECTOR_NUM = 5
    theta_sector = theta - 4.188790205
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1
    ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
        REGION_NUM = 3
    ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
        REGION_NUM = 2
    ELSE IF (M2 > 0.5) THEN ! Regiao4
        REGION_NUM = 4
    ENDIF
ENDIF ! end SETOR5
IF(theta <= 6.2831853 .and. theta > 5.235987756) THEN ! SETOR6
    SECTOR_NUM = 6
    theta_sector = theta - 5.235987756
    M1 = Ma* ( COS(theta_sector) - SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    M2 = Ma* ( 2 * SIN(theta_sector) / 1.732050 )
    IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) < 0.5) THEN ! Regiao1
        REGION_NUM = 1

```



```

ELSE IF (M1 > 0.5) THEN ! Regiao3
    REGION_NUM = 3
ELSE IF (M1 < 0.5 .and. M2 < 0.5 .and. (M1 + M2) > 0.5) THEN ! Regiao2
    REGION_NUM = 2
ELSE IF (M2 > 0.5) THEN ! Regiao4
    REGION_NUM = 4
ENDIF
ENDIF ! end SETOR6
! Dwell Time Calculations
theta_sec = theta - (SECTOR_NUM - 1) * 1.047197551
IF (theta_sec < 0) THEN
    theta_sec = theta_sec + 6.2831853
ENDIF
IF (theta_sec < 0.523599 .and. theta_sec >= 0) THEN
    REGION_AB = 1 ! Regiao 1A
ELSE
    REGION_AB = 2 ! Regiao 1B
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_NUM == 1) THEN
    Ta = M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec)
    Tb = 1 - M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec)
    Tc = M * 2 * SIN(theta_sec)
ELSE IF (REGION_NUM == 2) THEN
    Ta = 1 - M * 2 * SIN(theta_sec)
    Tb = M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec) - 1
    Tc = 1 - M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec)
ELSE IF (REGION_NUM == 3) THEN
    Ta = 2 - M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec)
    Tb = M * 2 * SIN(theta_sec)
    Tc = M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec) - 1
ELSE
    Ta = M * 2 * SIN(theta_sec) - 1
    Tb = M * 2 * SIN(1.047197551 - theta_sec)
    Tc = 2 - M * 2 * SIN(1.047197551 + theta_sec)
ENDIF

Ta = Ta * Ts ! switching period will be 926 usec
Tb = Tb * Ts
Tc = Tc * Ts
! end MODULAÇÃO VETORIAL

! !!!!!!! PULSOS GATE!!!!!!!!!!
firing_counter = firing_counter + 1
IF(firing_counter < Ta/4) THEN
    SWTA = 1
    SWTA_AUX = 1
    ELSE IF (firing_counter >= Ta/4 .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2)) THEN
        SWTA = 2
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2)) THEN
        SWTA = 3
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2)) THEN
        SWTA = 4
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tc/2))
THEN
        SWTA = 5
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 +
Tc/2 + Tb/2)) THEN
        SWTA = 6
    ELSE IF (firing_counter >= (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tc/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Ta/4 + Tb/2 + Tc/2 +
Ta/2 + Tc/2 + Tb/2 + Ta/4)) THEN
        SWTA = 7
ENDIF
IF(firing_counter < Tc/4) THEN
    SWTB = 1
    SWTB_AUX = 1
    ELSE IF (firing_counter >= Tc/4 .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2)) THEN
        SWTB = 2
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2)) THEN
        SWTB = 3
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2)) THEN
        SWTB = 4
    ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2))
THEN

```

```

        SWTB = 5
        ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 +
Ta/2 + Tb/2)) THEN
        SWTB = 6
        ELSE IF (firing_counter >= (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 + Tc/2 + Ta/2 + Tb/2) .and. firing_counter < (Tc/4 + Tb/2 + Ta/2 +
Tc/2 + Ta/2 + Tb/2 + Tc/4)) THEN
        SWTB = 7
    ENDIF
    Saida2 = REGION_NUM
    Saida4 = REGION_AB
    Saida3 = firing_counter
    Saida1 = SECTOR_NUM
    IF (REGION_AB == 1) THEN
    IF (SWTA == 1 .or. SWTA == 7) THEN
        IF (SECTOR_NUM == 1) THEN
            IF (REGION_NUM /= 4) THEN ! V1 = POO
                G1 = 1
                G2 = 1
                G3 = 0
                G4 = 1
                G5 = 0
                G6 = 1
            ENDIF
        ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
            IF (REGION_NUM /= 4) THEN ! V3 = OPO
                G1 = 0
                G2 = 1
                G3 = 1
                G4 = 1
                G5 = 0
                G6 = 1
            ENDIF
        ELSE IF (SECTOR_NUM == 5) THEN
            IF (REGION_NUM /= 4) THEN ! V5 = OOP
                G1 = 0
                G2 = 1
                G3 = 0
                G4 = 1
                G5 = 1
                G6 = 1
            ENDIF
        ENDIF
    ENDIF
    ENDIF
    ENDIF
    IF (REGION_AB == 2 ) THEN
    IF (SWTB == 1 .or. SWTB == 7) THEN
        IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
            IF (REGION_NUM /= 3) THEN ! V2 = OON
                G1 = 0
                G2 = 1
                G3 = 0
                G4 = 1
                G5 = 0
                G6 = 0
            ENDIF
        ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
            IF (REGION_NUM /= 3) THEN ! V4 = NOO
                G1 = 0
                G2 = 0
                G3 = 0
                G4 = 1
                G5 = 0
                G6 = 1
            ENDIF
        ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
            IF (REGION_NUM /= 3) THEN ! V6 = ONO
                G1 = 0
                G2 = 1
                G3 = 0
                G4 = 0
                G5 = 0
                G6 = 1
            ENDIF
        ENDIF
    ENDIF
    ENDIF
    ENDIF
    ENDIF

```

```

IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF(SWTA == 1 .or. SWTA == 7) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V2 = OON
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V4 = NOO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V6= ONO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF(SWTB == 1 .or. SWTB == 7) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V3 = OPO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V5 = OOP
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V1 = POO
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWTA == 2 .or. SWTA == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! V0 = OOO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V7 = PON
            G1 = 1

```

```

        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
    ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
    IF (REGION_NUM == 1) THEN! V0 = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
    ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V9 = NPO
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
    ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
    IF (REGION_NUM == 1) THEN! V0 = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
    ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V11 = ONP
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 1
        G6 = 1
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF (SWTB == 2 .or. SWTB == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1) THEN
        IF (REGION_NUM == 1 ) THEN ! VO = 000
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 4 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V7 = PON
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN ! V0 = 000
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 4 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V9 = NPO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN

```

```

        IF(REGION_NUM == 1) THEN ! VO = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF(REGION_NUM == 4 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V11 = ONP
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 1
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWTA == 2 .or. SWTA == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! V0 = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V8 = OPN
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! VO = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V10 = NOP
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 1) THEN! VO = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 3) THEN ! V12 = PNO
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2) THEN
IF (SWTB == 2 .or. SWTB == 6) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1) THEN ! V0 = 000

```

```

        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 4) THEN ! V8 = OPN
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1)THEN ! V0 = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 4) THEN ! V10 = NOP
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 1)THEN ! V0 = 000
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 4) THEN ! V12 = PNO
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
!
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF(SWTA == 3 .or. SWTA == 5) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V13 = PNN
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 0
        ELSE IF (REGION_NUM == 1 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V2 = OON
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V15 = NPN
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 0
    
```

```

ELSE IF (REGION_NUM == 1 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V4 = NOO
G1 = 0
G2 = 0
G3 = 0
G4 = 1
G5 = 0
G6 = 1
ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
IF (REGION_NUM== 3) THEN ! V17 = NNP
G1 = 0
G2 = 0
G3 = 0
G4 = 0
G5 = 1
G6 = 1
ELSE IF (REGION_NUM == 1 .or. REGION_NUM == 2) THEN ! V6 = ONO
G1 = 0
G2 = 1
G3 = 0
G4 = 0
G5 = 0
G6 = 1
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2) THEN
IF(SWTB == 3 .or. SWTB == 5) THEN

IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V14 = PPN
G1 = 1
G2 = 1
G3 = 1
G4 = 1
G5 = 0
G6 = 0
ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V1 = POO
G1 = 1
G2 = 1
G3 = 0
G4 = 1
G5 = 0
G6 = 1
ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V16 = NPP
G1 = 0
G2 = 0
G3 = 1
G4 = 1
G5 = 1
G6 = 1
ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V3 = OPO
G1 = 0
G2 = 1
G3 = 1
G4 = 1
G5 = 0
G6 = 1
ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V18 = PNP
G1 = 1
G2 = 1
G3 = 0
G4 = 0
G5 = 1
G6 = 1
ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V5 = OOP
G1 = 0
G2 = 1
G3 = 0

```

```

        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF(SWTA == 3 .or. SWTA == 5) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V14 = PPN
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V3 = OPO
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V16 = NPP
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V5 = OOP
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF (REGION_NUM == 3) THEN! V18 = PNP
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 1
            G6 = 1
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V1 = POO
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF(SWTB == 3 .or. SWTB == 5) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V15 = NPN
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V2 = OON
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0

```



```

        G6 = 0
        ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
    IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V17 = NNP
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 1
        G6 = 1
    ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V4 = NO0
        G1 = 0
        G2 = 0
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
    ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
    IF(REGION_NUM == 4)THEN ! V13 = PNN
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 0
    ELSE IF (REGION_NUM == 2 .or. REGION_NUM == 1) THEN ! V6 = ONO
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 0
        G5 = 0
        G6 = 1
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWTA == 4) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V1 = ONN
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V3 = NON
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4) THEN ! V5 = NNO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF (SWTB ==4) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 1 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V2 = PPO
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 1

```

```

        G4 = 1
        G5 = 0
        G6 = 1
    ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 3 ) THEN
    IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V4 = OPP
        G1 = 0
        G2 = 1
        G3 = 1
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
    ENDIF
ELSE IF (SECTOR_NUM == 5 ) THEN
    IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V6 = POP
        G1 = 1
        G2 = 1
        G3 = 0
        G4 = 1
        G5 = 1
        G6 = 1
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 1 ) THEN
IF (SWTA ==4) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V2 = PPO
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V4 = OPP
            G1 = 0
            G2 = 1
            G3 = 1
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 6 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 4)THEN ! V6 = POP
            G1 = 1
            G2 = 1
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 1
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
IF (REGION_AB == 2 ) THEN
IF (SWTB ==4) THEN
    IF (SECTOR_NUM == 2 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V3 = NON
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 1
            G5 = 0
            G6 = 0
        ENDIF
    ELSE IF (SECTOR_NUM == 4 ) THEN
        IF(REGION_NUM /= 3)THEN ! V5 = NNO
            G1 = 0
            G2 = 0
            G3 = 0
            G4 = 0
            G5 = 0
            G6 = 1
        ENDIF
    ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF

```

